

**X-BANTTA MINKOWSKI YANSITICI DİZİ ANTEN  
ANALİZ VE TASARIMI**

**MINKOWSKI REFLECTARRAY ANALYSIS AND DESIGN  
AT X-BAND**

**ENDER ÖZTÜRK**

**PROF. DR. BİRSEN SAKA TANATAR**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

DOKTORA TEZİ olarak hazırlanmıştır.

ARALIK 2018

ENDER ÖZTÜRK'ün hazırladığı "X-bantta Minkowski Yansıtıcı Dizi Anten Analiz ve Tasarımı" adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'nda DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.


Prof. Dr. Özlem AYDIN ÇİVİ

Başkan



Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR

Danışman



Prof. Dr. Çiğdem Seçkin GÜREL

Üye



Prof. Dr. Özlem ÖZGÜN

Üye



Doç. Dr. Lale ALATAN

Üye



Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından DOKTORA TEZİ olarak ..../..../..... tarihinde onaylanmıştır.

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü



*sevgili eğime, güzel kızına ve anneme...*

## ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

10/12/2018



ENDER ÖZTÜRK

## YAYINLAMA VE FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin / raporunun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe Üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanılması zorunlu metinlerin yazılı izin alınarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

Yükseköğretim Kurulu tarafından yayınlanan “**Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge**” kapsamında tezim aşağıda belirtilen koşullar haricinde YÖK Ulusal Tez Merkezi / H. Ü. Kütüphaneleri Açık Erişim Sisteminde erişime açılır.

o Enstitü / Fakülte yönetim kurulu kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren 2 yıl ertelenmiştir. <sup>(1)</sup>

o Enstitü / Fakülte yönetim kurulunun gerekçeli kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren .... Ay ertelenmiştir. <sup>(2)</sup>

o Tezimle ilgili gizlilik kararı verilmiştir. <sup>(3)</sup>

10. / 12 / 2018



Ender ÖZTÜRK

## ÖZET

### X-BANTTA MINKOWSKI YANSITICI DİZİ ANTEN ANALİZ VE TASARIMI

**Ender ÖZTÜRK**

**Doktora, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR**

**Aralık 2018, 111 sayfa**

Klasik fazlı dizi antenlerin hüzme yönlendirme kabiliyeti ve yansıtıcı antenlerin verim ve tasarım kolaylığı avantajlarını başarı ile bir araya getiren yansıtıcı dizi antenler son yıllarda ilgi çeken konulardan olmuştur. Metamatiksel olarak, sınırlı bir alanda sonsuz kenar uzunluğu elde edilmesine imkan tanıyan fraktal yapılar ise anten mühendisliğinde, anten minyatürizasyon alanında kendine kullanım alanı bulmuştur. Yapılan literatür taramasında, en sık kullanılan fraktal yapılardan biri olan Minkowski fraktalları ile yapılan yansıtıcı dizi antenlerin tam bir döngüyü tamamlayacak kadar geniş faz eğrileri bulunmadığı görülmüştür. Bu çalışmada, Minkowski fraktalları ile küçültülmüş yansıtıcı dizi antenler üretilmiştir. Faz genişliğinin tam döngünün üzerine çıkarılabilmesi için tek katmanlı yapıya eklenen geciktirici eklentiler ve çok katmanlı yarık bağlaşımlı geciktirici eklentiler kullanılmıştır.

Çalışmada dizi anten teorisinin yanı sıra yansıtıcı düzlem yapılar için Green Fonksiyonu çıkarımı ile yansıtıcı dizi anten birim hücre analizinde kullanılan “sonsuz dizi yaklaşımı” açıklanmıştır.

Çalışmalar sırasında tek katmanlı yapılar için tek eklentinin çapraz polarizasyon seviyesinde yükselmeye sebep olduğu görülmüş, bu sorunu aşmak için birbirine dik konumlanmış çift eklenti kullanılması önerilmiştir. Bu önerinin geçerliliğini göstermek için

Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Baskı Devre Laboratuvarında üretilen birim hücre örnekleri, dalga kılavuzu tekniği ile ölçülmüştür. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarında büyük oranda örtüşme sağlanmış ve böylece yapının başarısı gösterilmiştir.

Birim hücre tasarımında tasarım parametrelerinin eniyilenmesi için bir süreç öngörülmüş ve her iki yöntem için ayrı ayrı uygulanmıştır. Süreçte özetle, her bir parametre, diğer tüm parametreler sabit tutularak, değiştirilmekte, faz genişliğinin bir tam döngüden büyük olduğu ve faz eğrisinin hedeflenen eğriye en yakın olduğu değer seçilmekte, tüm parametreler için bu işlem yapıldıktan sonra eğer yeterli doğruluk sağlanamazsa süreç baştan tekrar edilmektedir.

Ansys® HFSS™ programı kullanılarak, belirlenen dielektrik malzeme seti için birim hücre tasarımı yapılmıştır. Tek katmanlı yapıda tek döngü, çok katmanlı yapıda, eklenti için daha geniş yer olması sebebiyle iki döngüye kadar faz genişliği elde edilebilmiştir. Sonrasında, belirlenen geliş açısında ve besleme anteni konumuna bağlı olarak 221 elemanlı dizi anten elemanları için eklenti boyları çıkarılmıştır. Asitle eritme yöntemi ile anten üretimi yapılmıştır.

Üretilen tek ve çok katmanlı yapılar Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Anten Araştırmaları Laboratuvarında yer alan yanksız odada ölçümlenmiştir. Sonuçta ana hüzmeye, yarım güç hüzmeye genişliği, yan kulakçık seviyeleri ve örüntü sıfırı konumlarında önemli ölçüde uyum gözlenmiştir.

Tek ve çok katmanlı yapıların yan kulakçık seviyeleri ve yarım güç hüzmeye genişliklerinin birbirine yakın olduğu, öte yandan çok katmanlı yapının kazancının 1.1dB, yüzey yansıma veriminin %5 daha yüksek olduğu görülmüştür. Tek katmanlı anten ile %10.9 minyatürizasyon sağlanırken çok katmanlı antende, kalınlığın yaklaşık 5 katına çıkmasından ötürü hacim olarak artış olsa bile yüzey alanında %21.9'a varan küçülme sağlanabilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Yansıtıcı anten, dizi anten, yansıtıcı dizi anten, Minkowski fraktal anten, anten minyatürizasyonu, çapraz polarizasyon.

## **ABSTRACT**

### **MINKOWSKI REFLECTARRAY ANALYSIS AND DESIGN AT X-BAND**

**Ender ÖZTÜRK**

**Doctor of Philosophy,**

**Department of Electrical and Electronics Engineering**

**Supervisor: Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR**

**December 2018, 111 pages**

Reflectarray antennas known with their ability of getting together successfully, capability of beam steering of conventional phased arrays and good efficiency and ease of design features of reflector antennas, are one of the most popular topics in recent years. Fractal geometries, if iterated infinite times, provide infinite circumference at a finite reach. This special property opens an area of development for reflectarray antennas in terms of miniaturization. In the literature review, it is observed that for reflectarrays using Minkowski fractals which is the most widely used fractal in antenna engineering, could not reach one cycle phase range. In this work, miniaturized reflectarray antennas are produced by using Minkowski fractals as main reflector. In order to achieve a phase range more than a full cycle, a single layer with delay stubs and a multilayer structure with aperture coupled stubs are employed.

In the thesis, Green's Function implementation for planar surfaces and infinite array approach that is used in analyzing reflectarray antenna unit cells are elaborated as well as reflectarray antenna theory formulations.

During the work, for single layer reflectarray, it is observed that single stub option causes high cross polarization levels, therefore usage of two stubs with orthogonal symmetry is



proposed to overcome the problem. In order to show the validity of the proposal, unit cell samples produced in Hacettepe University Electrical and Electronics Engineering Printed Circuit Laboratory are measured by waveguide measurement technique. Simulation and measurement results are in concordance and the reliability of proposed setup is proved.

In unit cell design, an optimization procedure is prescribed and implemented for both single and multi layer antenna structures. Proposed procedure works like, among all parameters that are subject to optimization, one is chosen at each time and simulated to find total phase range, amplitude and an error value which decreases as the phase curve approaches to a target line. The optimum value is chosen and designated in the software for the following simulations. First iteration is completed after all parameters are defined. In case not enough linearity, phase range and/or amplitude could be reached, further iterations are conducted.

Unit cells are simulated and designed for predefined dielectric materials by using Ansys® HFSS™ software. One full cycle for single layer and more than two cycles for multi layer structure is obtained. Then stub lengths are calculated for 221 elements of the antenna depending on predefined incident wave direction and feed antenna position. Full size antenna is fabricated using acid treatment method.

Fabricated single and multi layer antennas are measured in anechoic chamber of Middle East Technical University Electrical and Electronics Engineering Antenna Research Laboratory. Significant similarity is observed in main beam shape, half power beamwidth, side lobe levels and notch positions between measurement and simulation results.

It is observed that side lobe levels and half power beam widths of single and multi layer antennas are close to each other. However, multi layer antenna has 1.1 dB better gain and 5 % more aperture efficiency. 10.9% miniaturization is realized by single layer antenna. On the other hand, although the thickness is increased five times in comparison with single layer structure, multilayer antenna achieves 21.9% miniaturization.

**Keywords:** Reflector antenna, array antenna, reflectarray antenna, Minkowski fractal antenna, antenna miniaturization, cross polarization

## TEŐEKKÜR

Uzun doktora çalışmam boyunca bana olan inançlarını hiç kaybetmeyen ve desteklerini hiç esirgemeyen değerli danışmanım Sn. Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR'a ve sevgili eőime,

İzleme komisyonlarında yaptığı kıymetli yorum ve yönlendirmeleri ile birlikte Orta Doğu Teknik Üniversitesi imkanlarını kullanmama izin vermek suretiyle çalışmamın olgunlaőmasında büyük payı olan değerli hocam Sn. Prof. Dr. Özlem AYDIN IVI ve ölçümler sırasında fedakar yardımlarını esirgemeyen asistan arkadaşlarım Damla ALPTEKİN ve Feza Turgay ÇELİK'e,

Yine izleme komisyonlarındaki yorumları ile çalıőmama destek olan ve şu an emekliliğin tadını çıkaran kıymetli hocam Sn. Prof. Dr. Adnan KÖKSAL ile savunma jürimde yer alarak değerli görüşlerini paylaşma inceliği gösteren saygıdeğer hocalarım Sn. Prof. Dr. Çiğdem Seçkin GÜREL, Sn. Prof. Dr. Özlem ÖZGÜN'e ve Sn. Doç. Dr. Lale ALATAN'a

Sonsuz őükranlarımı Sunarım...

Ender ÖZTÜRK

Aralık 2018, Ankara

# İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	iii
İÇİNDEKİLER.....	i
ÇİZELGELER.....	iii
ŞEKİLLER .....	iv
SÖZLÜK VE KISALTMALAR .....	vii
1. GİRİŞ.....	1
2. YANSITICI DİZİ ANTEN TEORİSİ.....	18
2.1 Yansıtıcı Dizi Anten Teorisi.....	18
2.2 Düzlemsel Yapılar İçin Green Fonksiyonu .....	20
2.3 Sonsuz Dizi Yaklaşımı (Infinite Array Approach).....	25
3. MODELLEME VE OPTİMİZASYON ÇALIŞMALARI .....	34
3.1 Yansıtıcı Dizi Anten Tasarım Parametreleri .....	34
3.2 Yansıtıcı Dizi Antenlerde Verim Hesabı.....	39
3.3 Birim Hücre Tasarımı Optimizasyon Süreci .....	44
3.4 Tek Katmanlı Minkowski Fraktal Birim Hücre Tasarımı ve Ölçümü .....	50
3.5 Çok Katmanlı Minkowski Fraktal Birim Hücre Tasarımı.....	62
4. YANSITICI DİZİ ANTENİN ÜRETİMİ VE ÖLÇÜMÜ.....	70
4.1 Besleme Antenin Konumunun Belirlenmesi.....	70
4.2 Hücrelerin Faz Değerlerinin Belirlenmesi ve Faz Değerlerine Karşılık Gelen Eklenti Boylarının Bulunması .....	81
4.3 Tek Katmanlı Minkowski Fraktal Uzak Alan Ölçüm ve Sonuçları .....	85
4.4 Çok Katmanlı Minkowski Fraktal Yansıtıcı Dizi Uzak Alan Ölçüm ve Sonuçlar	88
4.5 Tek ve Çok Katmanlı Antenlerin Karşılaştırması .....	92
5. SONUÇ VE GELECEK ÇALIŞMALAR.....	96
6. KAYNAKLAR.....	103



## ÇİZELGELER

Çizelge 3.1 - Verim hesaplaması parametreleri.....	42
Çizelge 3.2 - Seçilen dielektrik malzemeler ve özellikleri.....	46
Çizelge 3.3 - Son hale getirilmiş tek katmanlı birim hücre parametreleri.....	56
Çizelge 3.4 - Son hale getirilmiş çok katmanlı birim hücre parametreleri.....	67
Çizelge 4.1 - 17x13 Anten Dizisi Gelen Dalga $\phi$ açısı değerleri.....	72
Çizelge 4.2 - 17x13 Anten Dizisi Gelen Dalga $\theta$ açısı değerleri.....	73
Çizelge 4.3 - Yüzey verim hesabı değişken çizelgesi.....	76
Çizelge 4.4 - Yüzey verimi hesaplama çizelgesi.....	78
Çizelge 4.5 - Birim hücre faz haritası çizelgesi.....	83
Çizelge 4.6 - Standart sapma rutini hücre gösterimi.....	84
Çizelge 4.7 - Tek katmanlı yapı hesaplanan eklenti boyları (mm).....	86
Çizelge 4.8 - Tek katmanlı yapı ölçüm sonuç çizelgesi (E-düzlemi).....	88
Çizelge 4.9 - Çok katmanlı yapı ölçüm sonuç çizelgesi (E-düzlemi).....	91
Çizelge 4.10 - E ve H düzlemi yarım güç hüzme genişlikleri.....	94
Çizelge 4.11 - Antenlerin en yüksek yönlülük ve kazanç değerleri (dB).....	95

## ŞEKİLLER

Şekil 1.1 - Yansıtıcı Dizi Anten Gösterimi.....	1
Şekil 1.2 - Hüzme Yönlendirme Metotları .....	5
Şekil 1.3 - Fraktal ve kare yansıtıcı üzerindeki yüzey akımları .....	12
Şekil 1.4 - (a) Sierpinski üçgen fraktal adımları, (b) 5. derece üçgen ve 3. derece kare Sierpinski fraktal yapısı .....	13
Şekil 1.5 – (a) Koch kar tanesi fraktal adımları (b) Koch kar tanesi ve kare fraktal örnekleri .....	13
Şekil 1.6 - Minkowski Fraktal Yama adımları (a) Kare yama, (b) Birinci iterasyon, (c) İkinci iterasyon .....	13
Şekil 2.1 - Yansıtıcı dizi anten koordinat düzlem parametreleri .....	18
Şekil 2.2 - Tek Katmanlı Yapı Kesiti .....	22
Şekil 2.3 - Düzlem dalga ile aydınlatılan iki boyutlu sonsuz simetrik yüzey .....	27
Şekil 2.4 - İki boyuta indirgenmiş Floquet Teoremi uygulaması .....	28
Şekil 2.5 - Periyodik Sınır Koşulları uygulanan Sonsuz periyodik yapı [89] .....	31
Şekil 2.6 - HFSS Floquet Modeli Gösterimi .....	32
Şekil 3.2 - Tipik "S" Şeklindeki Birim Hücre Faz Eğrisi .....	36
Şekil 3.3 - Diferansiyel Uzamsal Faz Gecikmesi Gösterimi .....	38
Şekil 3.1 - Yüzey verimi hesaplaması değişken gösterimi.....	41
Şekil 3.4 - Eniyileme süreci akış şeması .....	49
Şekil 3.5 - Dik çift eklentili Minkowski Fraktal gösterimi .....	50
Şekil 3.6 - Tek katmanlı birim hücre rezonans boyutu simülasyonu .....	51
Şekil 3.7 - Tek katmanlı hücre eklenti genişliği eniyileme simülasyonu.....	52
Şekil 3.8 - Tek katmanlı hücre dirsek pozisyonu eniyileme simülasyonu .....	52
Şekil 3.9 - Tek ve çift eklenti faz ve büyüklük kıyaslaması.....	53
Şekil 3.10 - Yüzey akımları vektörü (a) çift eklenti, (b) y polarize tek eklenti.....	54
Şekil 3.11 - Tek ve Çift Eklenti Faz Değişimi .....	55
Şekil 3.12 - Tek katmanlı birim hücre faz eğrileri ( $\varphi=0$ ) .....	56
Şekil 3.13 - Tek katmanlı birim hücre faz eğrileri ( $\theta=0$ ).....	57
Şekil 3.14 - Dalga kılavuzu simülatör gösterimi (a) TEM Mod (H-duvarı) Simülatörü, (b) TE mod (E-duvarı) Simülatörü.....	59

Şekil 3.15 - Dalga kılavuzu ile ölçülen tek katmanlı birim hücreler (a) çift eklenti hücreleri, (b) y polarize tek eklenti hücreleri.....	59
Şekil 3.16 - Dalga Kılavuzu Ölçüm Düzenegi .....	60
Şekil 3.17 - $S_{11}$ büyüklük ölçüm ve simülasyon karşılaştırması (dalga kılavuzu) .....	61
Şekil 3.18 - $S_{11}$ fazı ölçüm ve simülasyon karşılaştırması (dalga kılavuzu) .....	61
Şekil 3.19 - Tek ve İki İterasyon Birim Hücre Karşılaştırması.....	62
Şekil 3.20 - Çok katmanlı birim hücre parametreleri gösterimi, (a) Birim hücre profil görünümü, (b) Birim hücre çapraz görünüm, (c) Ana yansıtıcı katmanı, (d) Yarık katmanı, (e) Eklenti katmanı .....	63
Şekil 3.21 - Çok katmanlı yapı D3 kalınlığı eniyileme simülasyonu.....	64
Şekil 3.22 - Çok katmanlı yapı yarık genişliği ( $Y_y$ ) eniyileme simülasyonu.....	65
Şekil 3.23 - Çift katmanlı yapı yarık uzunluğu ( $X_y$ ) eniyileme benzetimi .....	65
Şekil 3.24 - Çok katmanlı yapı eklenti genişliği eniyileme simülasyonu .....	66
Şekil 3.25 - Çok katmanlı yapı uyumlama eklentisi genişliği eniyileme simülasyonu.....	66
Şekil 3.26 - Çok katmanlı yapı uyumlama eklentisi uzunluğu eniyileme simülasyonu.....	67
Şekil 3.27 - Çok katmanlı yapı birim hücre eniyileştirilmiş faz eğrisi.....	68
Şekil 3.28 - Çok katmanlı birim hücre faz eğrileri ( $\theta=30$ ) .....	69
Şekil 3.29 - Çok katmanlı birim hücre faz eğrileri ( $\varphi=0$ ).....	69
Şekil 4.1 - Boynuz anten yakın alan kriteri gösterimi .....	71
Şekil 4.2- Besleme anteni ve yansıtıcı yüzey notasyonları .....	74
Şekil 4.3 - Boynuz anten $53^\circ$ düzlemi örüntüsü .....	75
Şekil 4.4 - Boynuz anten örüntü q değeri .....	77
Şekil 4.5 – Tek katmanlı birim hücre örüntü q değeri.....	77
Şekil 4.6 - Çok katmanlı birim hücre q değeri .....	77
Şekil 4.7 - Tek katmanlı birim hücre verim eniyileme grafiği (q) .....	79
Şekil 4.8 - Çok katmanlı birim hücre verim eniyileme grafiği (q) .....	79
Şekil 4.9 - Tek katmanlı birim hücre verim eniyileme grafiği (Yansıtıcı Alanı) .....	80
Şekil 4.10 - Çok katmanlı birim hücre verim eniyileme grafiği (Yansıtıcı Alanı).....	80
Şekil 4.11 - Geleneksel bir yansıtıcı dizi anten modeli .....	81
Şekil 4.12 - Tek ve çok katmanlı anten tam dalga analiz modelleri (a) Tek katmanlı, (b) Çok katmanlı.....	85
Şekil 4.13 - Üretilen tek katmanlı anten görseli .....	87
Şekil 4.14 - Tek katmanlı anten (a) H-düzlemi, (b) E-düzlemi ölçüm düzenekleri .....	87
Şekil 4.15 - Tek katmanlı anten E-düzlem ölçüm sonuçları.....	87

Şekil 4.16 - Tek katmanlı anten H-düzlem ölçüm sonuçları .....	88
Şekil 4.17 - Üretilen çok katmanlı anten görseli (a) Profil görünüşü, (b) D2-D4 katmanları üst yüzey, (c) D2-D4 katmanları alt yüzey .....	89
Şekil 4.18 - Çok katmanlı anten (a) H-düzlemi, (b) E-düzlemi ölçüm düzenekleri.....	89
Şekil 4.19 - Çok katmanlı anten E-düzlemi ölçüm sonuçları .....	90
Şekil 4.20 - Çok katmanlı anten H-düzlemi ölçüm sonuçları .....	90
Şekil 4.21 - Tek ve çok katlı anten karşılaştırması (E-düzlemi) .....	92
Şekil 4.22 - Çok katmanlı yapı minyatürizasyon performansı .....	94





## SÖZLÜK VE KISALTMALAR

### Sözlük

Aydınlanma verimi	Illumination taper efficiency
Ayrıklaştırma	Discritization
Başarı verimi	Achivement efficiency
Belli bir düzlem için her yöne eşit güçte ışınma yapma	Omni directional
Boynuz anten	Horn antenna
Diferansiyel uzamsal faz gecikmesi	Differential spatial phase difference
Dürtü tepkisi	Impulse response
Eğriye uydurma	Curve fitting
Emici	Absorber
Eşeksenli	Coaxial
Fazlı Dizi	Phased array
Frekans bozulması	Distortion
Işınma verimi	Radiation efficiency
İç-iptal etkisi	Emphself-cancellation
Kaçak dalgalar	Leakage waves
Kare ortalama karekök	Root mean square
Karşılıklı bağlaşım	Mutual coupling
Kayıp tanjantı	Loss tangent
Kesim frekansı	Cut-off frequency
Kötü koşulluluk	Ill conditioning
Ödünleşim	Trade-off
Papyon anten	Bowtie antenna
Soğurucu sınır koşulları	Absorbing boundary conditions

Sonsuz dizi yaklaşımı	Infinite array approach
Sönümlenen dalga	Evenescent wave
Tam dalga çözümü	Full-wave solution
Tam uyumlanmış soğurucular	Perfectly matched absorbers
Taşma verimi	Spillover efficiency
Temel fonksiyon	Basis function
Uyumlama	Matching
Uzamsal	Spatial
Uzamsal yansıma	Spatial reflection
Yansıma kaybı	Return loss
Yayıma katsayısı	Propagation constant
Yönlülük	Directivity
Yüzey açıklık verimi	Aperture efficiency
Yüzey normalinde bir doğrultudan besleme	Offset feed

### **Kısaltmalar**

SIW	Alttaş ile tümleşik dalga kılavuzu (Substrate integrated waveguide)
SRR	Ayrılmış Halka Rezonatörü (Split Ring Resonator)
EBG	Elektromanyetik Band Boşluğu (Electromagnetic Band Gap)
FDTD	Finite Difference Time Domain
FEM	Finite Element Method
HPBW	Yarım güç hüzme genişliği (Half power beamwidth)
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor

SCSRR

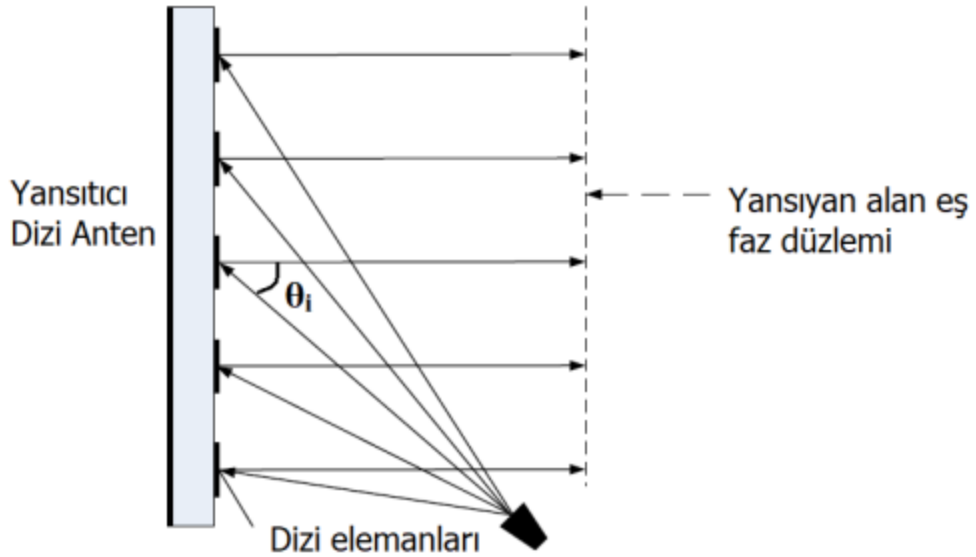
Yarıklı Yamamlayıcı Ayrılmış Halka  
Rezonatörü: Slotted-Complementary Split  
Ring Rezonator



# 1. GİRİŞ

Yansıtıcı antenler; düşük profil kalınlığı ve ağırlık, baskı devre yöntemiyle üretilmesi yönüyle kolay üretim, çok sayıda eleman kullanılabilmesi yönüyle yüksek kazanç, basit besleme mekanizmaları gibi pek çok özelliği ile son yıllarda ilgi çeken bir konu olmuştur. Yapılan çalışmaların temel olarak, bantgenişliğinin artırılması, anten minyatürizasyonu ve hüzme yönlendirme kabiliyetinin geliştirilmesi üzerine yoğunlaştığı görülmektedir. Parabolik antenlerin alternatifi olabilecek olması yönüyle hem karasal hem uydu sistemlerinde kullanılması muhtemel bu anten türünün halen geliştirilmesi gerekmekte ve gelişmeye açık olduğu anlaşılmaktadır.

Şekil 1.1'de bir yansıtıcı dizi anten gösterimi yer almaktadır. Şekilde görüldüğü gibi bir besleme anteni, yansıtıcı yüzeyin odak noktasına yerleştirilmektedir. Antenden gelen dalga yansıtıcı yüzeyden yansımaktadır ancak antenin faz merkezi ile yansıtıcı parçalar arasındaki mesafeler aynı olmadığı için yansıyan alan da eş fazlı olmayacaktır. Yansıtıcı dizi anten tasarımındaki anahtar işlem, her bir yansıtıcı parçanın yansıyan dalga üzerine ilave ettiği faz değerinin ayarlanarak toplam yansıyan dalganın belli bir yöne yönlendirilmesinin başarılmasıdır [1][2].



Şekil 1.1 - Yansıtıcı Dizi Anten Gösterimi

Herhangi bir  $\hat{r}_0$  yönüne yönlendirilmiş bir ana hüzmeye sahip olabilmek için,  $i$  endeksine sahip herhangi bir hücrenin sahip olması gereken faz değeri,  $\varphi_i$ , aşağıdaki bağıntıya uymalıdır.

$$k_0(|\vec{R}_i| - \vec{r}_i \cdot \hat{r}_0) - \varphi_i = 2\pi N \quad N = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.1)$$

Burada  $\vec{R}_i$  besleme antenin faz merkezi ile birim hücre arası mesafeyi,  $\vec{r}_i$  yansıtıcı yüzeyin merkezi ile birim hücrenin merkezi arasındaki mesafeyi ifade etmektedir.  $\varphi_i$  değerinin doğru hesaplanabilmesi için birim hücrede, faz değişimi için belirlenen parametreye göre gelen alan ile yansıyan alan arasındaki faz farkının hesaplanması gerekmektedir.

Yansıtıcı dizi antenler, parabolik yansıtıcı antenler gibi, yüksek verimle çalışabilmektedir. Yansıtıcı dizi antenlerde güç bölücü ve benzeri elemanlar içeren bir besleme devresinin olmaması, ayrıca genel itibariyle ince dielektrik malzeme kullanılması nedenleriyle kayıp oldukça düşük tutulabilmektedir. Öte yandan, bilinen fazlı dizi antenlere yakın ölçüde hüzme yönlendirme yapılabilmektedir. Belli bir tasarımla belli bir yönde hüzme yönlendirme yapılabileceği gibi düşük maliyetli diyot benzeri elemanlarla anahtarlama yapılarak dinamik hüzme yönlendirme de yapılabilmektedir. Yansıtıcı dizi antenin popüleritesinin arkasında, parabol antenlerin verimi ve fazlı antenlerin elektronik hüzme yönlendirme kabiliyetini birleştiriyor olmasının yattığı söylenebilir.

Mikroşerit yama anten teknolojisiyle düşük maliyetli dielektrik plakalar üzerine işlenerek üretilebilmesi bu antenlerin bir diğer avantajıdır. Piyasada oldukça geniş kullanım alanı bulunan kazıma veya kimyasal yöntemler ile dielektrik malzeme üzerindeki iletken tabakanın şekillendirilmesi mümkündür.

Bu antenlerin düşük profilli, hafif ve düzlem yapıda olmaları da pek çok kullanım alanı açısından cazibe oluşturmaktadır. Oldukça ağır ve kavisli yapısıyla parabolik reflektörlere göre yansıtıcı dizi antenlerin bu özelliği önemli bir avantaj sayılabilir. Son zamanlarda, katlanabilen, rulo haline getirilebilen hatta şişirilebilen bir kısım malzemeler ile yapılan yansıtıcı dizi anten tasarımları literatürde yer almaya başlamıştır [3][4][5]. Özellikle, ağırlık ve hacim kriterlerinin oldukça katı ele alındığı uzay uygulamalarında dikkati çekmektedir.

Son olarak, besleme mekanizmasının basitliğinden ötürü, tasarım süreci zorlaşmadan, çok fazla sayıda eleman kullanılabilir olması, yüksek kazançlı antenler üretilebilmesini sağlamaktadır. Her bir elemanın faz değerinin kolay şekilde ayarlanabilir olması, birden fazla ana hüzme veya belli bir şekle sahip yansıma örüntüsü oluşturulabilmesine imkan tanımaktadır.

Yansıtıcı dizi antenlerin en temel dezavantajı düşük bantgenişliğidir. Bilindiği üzere parabolik reflektörlerde teoride bir bantgenişliği sınırlaması yoktur. Ancak yansıtıcı dizi antenler, mikroşerit yamalardan oluştuğu için, bu yapıların doğasında yer alan düşük bantgenişliği sorunu burada da yaşanmaktadır. Yansıtıcı elemanların bantgenişliği sorununun yanı sıra diferansiyel uzamsal faz gecikmesi de bantgenişliği üzerine bir kısıt getirmektedir. Özellikle büyük dizilerde bu sorun daha belirgin hale gelmektedir. Bu kavram ileride daha detaylı ele alınacaktır. Bantgenişliği sorununun aşılabilmesi için pek çok çalışma yapılmıştır. Halihazırda %15'den fazla bantgenişliği elde edilen çalışmalar mevcuttur [2].

Dinamik hüzme yönlendirme yapılabilmesi için her bir yansıtıcı hücre için bir tür anahtarlama mekanizması kullanılması gerekmektedir. Bu durum, hüzme yönlendirme kabiliyeti ile tasarım kolaylığı arasında bir ödünleşim ortaya çıkarmaktadır. Her ne kadar böyle bir ödünleşim olsa bile, geleneksel fazlı dizilere göre bu antenlerin tasarım basitliği avantajını kaybetmediği söylenebilir.

Yansıtıcı dizi antenlerde, parabolik yansıtıcılarda olduğu gibi, besleme anteni kullanılmaktadır. Besleme anteninin sinyal önündeki blokaj etkisi, çoğu kez tasarım aşamasında ele alınması gereken bir faktör olmaktadır.

Bilinen ilk yansıtıcı dizi anten çalışması Berry vd. [6] tarafından yapılmıştır. Bu çalışmada, temel yansıtıcı dizi anten mantığı kullanılmıştır. Boynuz (horn) anten dizisi, yine bir boynuz anten ile beslenerek oluşturulmuştur. Yansıyan sinyalin faz değişimi, sonları kısa devre yapılmış dalga kılavuzu dizisi kullanılarak sağlanmıştır. Besleme anteninden gelen sinyal, dalga kılavuzu ile etkileşime girmekte, bir iletim hattı formulasyonuna uygun olarak kılavuzun sonuna kadar gidip kısa devre yapılmış uçtan yansımakta ve ön taraftaki açık uçtan tekrar ışımaktadır. Bu sırada sinyal, dalga kılavuzunun uzunluğu ile orantılı bir faz kazanmaktadır. Bu faz değerlerinin kontrol edilmesi ile geri yansıyan dalganın istenilen tarafa yönlendirilmesi mümkün olabilmektedir. Bu çalışmadan sonra, basılabilir mikroşerit antenlerin literatüre girmesine kadar yansıtıcı dizi antenler ile ilgili kayda değer bir gelişme olmamıştır. Mikroşerit antenlerin yansıtıcı dizi anten yapımında kullanılabilmesine yönelik ilk çalışma Malagisi [7] tarafından ortaya konmuştur. Karşılıklı bağlaşım etkilerinin modellenmesine yönelik "sonsuz dizi yaklaşımı" da Montgomery [8] tarafından sunulmuştur.

Bu ilk çalışmaların sonrasında, 1980'li yılların sonlarından itibaren pek çok çalışma literatürde yerlerini almaya başlamıştır. Bu noktada, kullanılan yansıtıcı yama çeşidine göre bir sınıflandırma yapılabileceği değerlendirilmektedir. Yansıtıcı dizi anten elemanı olarak bir yansıtıcı yama ve faz değişimini sağlayacak eklenti kullanılması ilk grup olarak kabul edilebilir. Bu yöntemde, gelen sinyal yansıtıcı yama ile etkileşime girecek, ardından eklenti boyunca gidip yansıyarak geri gelen sinyal eklenti boyu ile ilişkili bir faz değişimi yaşayacak, ardından yamadan geri yansıyacaktır. Bu yönteme ilişkin ilk sayılabilecek örnek çalışmalar [9],[10],[11] ve [12] olarak sayılabilir. Görece yeni bir çalışmada Shabbir vd. [13] ise sekizgen şeklindeki yansıtıcı etrafını dolanan geciktirme eklentisinin performansını tartışmıştır.

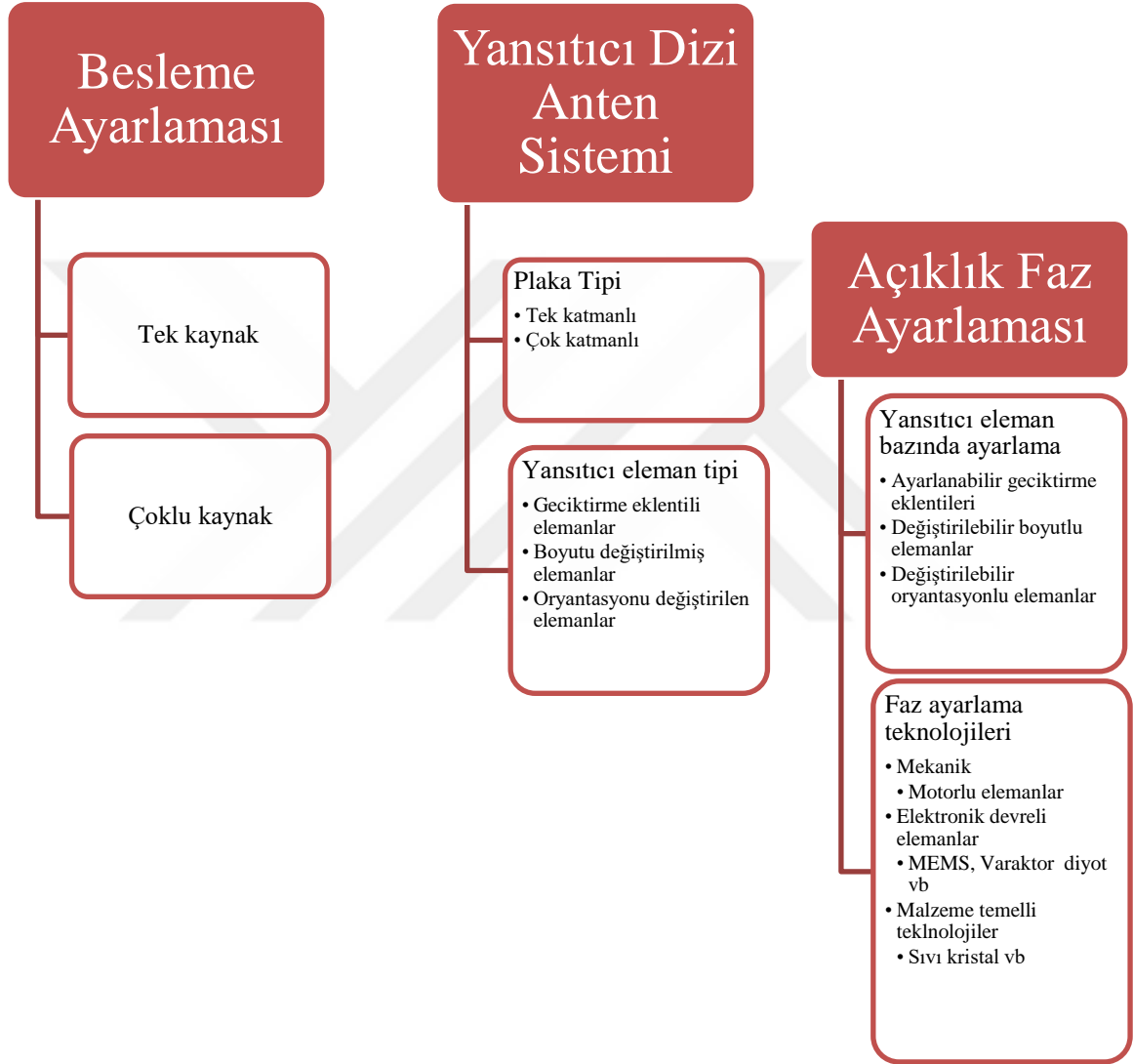
Yansıtıcı olarak çeşitli şekillerde dipollerin kullanıldığı çalışmalar da yapılmıştır [14]. Bu çalışmada, dipol boyutları ile faz değişimi sağlanmış, böylece sinyal ana hüzmelerinin yönlendirmesi başarılmıştır. Bunun yanı sıra faz değişiminin yansıtıcı yamaya eklenti yapmadan, doğrudan yamanın boyutunun değiştirilmesi suretiyle sağlandığı çalışmalar da mevcuttur. Pozar ve Metzler [15], bu yöntemin klasik geciktirme eklentisi yöntemine göre pek çok parametrede aynı performansı gösterdiğini göstermişlerdir. Öte yandan, bu yöntemde eklenti kullanılmadığı için çapraz polarizasyon değerlerinin çok daha iyi olduğu görülmüştür. Ancak yamanın boyutunun değiştirilmesinin farklı handikapları vardır. Öncelikle, yama boyutunun, rezonans boyutundan çok uzaklaştığı durumda, gelen sinyal ile yama arasında etkileşim oldukça azalacağından ötürü, bu yöntemde elde edilen faz genişliği genel itibariyle 360 dereceye ulaşamamakta ayrıca uzamsal yöndeki yansıma miktarı artacağı için verimsizliğe sebep olmaktadır. Geciktirme eklentisi yönteminde ortaya çıkan yüksek çapraz polarizasyon değerlerinin azaltılması için de çalışmalar yapılmıştır. Bu husustaki çalışmalara daha sonra değinilecektir.

Faz değişiminin sağlanabilmesi için ortaya atılan bir yöntem de, yansıtıcı şekillerinde herhangi bir değişiklik yapmadan sadece yamanın oryantasyonunu değiştirmek olmuştur. Sadece dairesel polarizasyon kullanıldığı durumda işe yarayan bu yönteme ilişkin en gösterimsel çalışmalar olarak Huang ve Pogorzelski [16] ve Huang [17] tarafından yapılan çalışmalar sayılabilir.

Bu çalışmaların ardından yansıtıcı dizi anten alanında önemli sayıda çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalarda temel odak, hüzmeye yönlendirmesi yöntemi olmuştur. Bunun yanı sıra,

bantgenişliğinin artırılması, çapraz polarizasyonun azaltılması, karşılıklı bağlaşım etkilerinin azaltılması gibi konularda da çalışmaları yapılmıştır.

Bu yeni çalışmalarda, yansıtıcı dizi anten başlığı altında araştırmacıların en çok uğraştığı konuların başında antenlerin hüzme yönlendirme kabiliyetlerinin artırılması gelmektedir. Hüzme yönlendirme metodları Şekil 1.2’de verilmiştir.



Şekil 1.2 - Hüzme Yönlendirme Metodları

Görüleceği üzere, temelde iki türlü hüzme yönlendirme mümkündür. Bunlar, besleme kaynağı ile yapılan ve yansıtıcı fazı üzerindeki varyasyonlar ile yapılan, olarak sayılabilir. Besleme kaynağı kullanımı açısından, birden çok kaynak anten kullanılması gibi yöntemler kullanıldığı gibi [18][19][20] tek kaynağın mekanik olarak yer değiştirilmesi yöntemi kullanılmasıyla hüzme yönlendirme de yapılabilmektedir [21].



Yansıtıcı elemanlar üzerinde yapılan değişiklikler çok daha geniş bir uygulama alanı bulmuştur. Burada,

- yansıtıcı elemanlara faz geciktirici ekleme yapılması,
- farklı boyutta elemanlar kullanılarak faz ayarlanması,
- döndürülebilen elemanlar kullanarak faz değişimi sağlanması şeklinde üç temel yöntem bulunmaktadır.

Bu yöntemler, mekanik motorlar, her bir elemanın altına yerleştirilen elektronik devreler, FET ve MEMS anahtarlamaları, çeşitli türlerde diyotlar kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir. Her bir yöntemin avantajları ile birlikte dezavantajları da bulunmaktadır. Örnek olarak her bir yansıtıcı elemanın altına bir MEMS devresi yerleştirilmesi, faz ayarlamasında iyi bir kabiliyet kazandırmakla birlikte basit tasarımdan ödün verilmiş olmaktadır. FET anahtarlamalı bir çalışma McSpadden [22] tarafından yapılmıştır. Bu tasarımda, MESFET diyotlarla bağlanmış 15 bin adet yansıtıcı yamada, katı hal devreleri kullanılarak faz ayarlaması yapılmış, bu diyotlar açık veya kapalı tutularak bağlı olduğu yamanın yansıtma yapması/yapmaması ayarlanabilmiş, bu şekilde yayılan hüzmeye yönlendirilebilmiştir. Aynı yöntem Kamoda vd. [23], Theissen vd. [24] ve Carrasco vd. [25] tarafından da kullanılmış ancak MESFET yerine p-i-n diyot tercih edilmiştir. Tayebi vd. [26] ise çalışmasında bir Phoenix yama, iç içe kare yansıtıcıların arasına varaktör diyot eklenerek kullanmıştır.

Hüzme yönlendirilebilmesi için gereken kontrol mekanizması bilinen dielektrik malzemelerden farklı özellik gösteren malzemeler kullanılarak da sağlanabilmektedir. Bir kısım çalışmalarda Baryum Strontiyum Titanat (BST) teknolojisi kullanılmıştır [27][28][29][30][31]. Bu malzeme üzerindeki DC gerilimin değiştirilmesi ile yansıtma fazı ayarlanabilmektedir. Bu sayede hüzmeye yönlendirme yapılabiliyor olmakla birlikte, BST kullanılmasından gelen çalışma frekansı üzerindeki kısıtlamalar ve antenin profil kalınlığının yüksek olması gibi alanlar halen geliştirilmeye açıktır.

Diğer bir çalışma alanı, bantgenişliğinin artırılması üzerinedir. Bantgenişliğinin artırılmasına yönelik olarak yapılmış yeni bir çalışma Nayeri vd. [32] tarafından yapılan çalışmadır. Burada, seçilen birim yansıtıcı dolanmış çizgilerden oluşmuş kare halkalar şeklindedir. Birim yansıtıcının dolambaç büyüklüğünün değiştirilmesi ile yüksek faz aralığı ve bantgenişliğinde iyileşme sağlanabilmiştir. Seçilen yansıtıcının tasarımı faz,

bantgenişliği, hüzme genişliği, kazanç ve benzeri anten parametreleri üzerinde önemli etkiye sahip olup bu, en çok kullanılan yöntemlerin başında gelir. Örneğin Deshmukh vd. [33], dikdörtgen yansıtıcılara küçük eklemeler yaparak önemli oranda anten kazancı artışı ve çift polarizasyon kabiliyeti kazandırmıştır. Tahseen ve Kishk [34] ise, yansıtıcı elemanlar üzerine dairesel hava kanalları açıp açılan kanalın çapının değiştirilmesi suretiyle yan kulakçık seviyeleri ve çapraz polarizasyon değerlerinde düşüşün yanı sıra bantgenişliğinde artış sağlayabilmiştir. Dairesel hava kanalları yerine karesel gedikler ile yine faz ayarlaması yapılabilen bir çalışmada Hong vd. [35] yüksek anten kazancı elde edebilmiştir. Deng vd. [36] ise çalışmasında kalın metal yansıtıcılar kullanmış, metalin kalınlığını parametre olarak belirlemiş ve faz ayarlaması yapabilmiştir. Bu sayede dielektrik kayıp yaşanmaması sağlanmıştır. Deng vd. [37] diğer bir çalışmalarında ise birbirine bağlı iç içe içi boş karelerden oluşan Phoenix elemanları kullanmışlardır. Karelerin kalınlıkları ve iç içe kareler arasındaki mesafelerin ayarlanması suretiyle faz değişimi sağlanabilmiş, oldukça iyi anten kazancı ve bantgenişliği değerleri elde edilmiştir. Phoenix elemanının ilk ortaya atıldığı çalışmadan sonra bazı parametrelerde iyileştirme sağlanmıştır [38].

Bu çalışmalara benzer şekilde, kare yerine iç içe spiral yansıtıcılar denenmiştir [39]. Burada en büyük iyileştirme faz eğrisinde olmuş, 3 adet iç içe spiral kullanılarak 1000o'lik bir faz yelpazesi elde edilebilmiştir. Başka bir çalışmada iç içe çemberler içerisinde iç içe artı şeklinde yansıtıcılar kullanılarak polarizasyon hassasiyeti olmayan bir anten elde edilmiştir [40]. Bu alanda Matsumoto vd. [41], düşük çapraz polarizasyon ve polarizasyon hassasiyetinin azaltılabilmesi için Genetik Algoritma kullanarak dört yönde simetrik yansıtıcı şekilleri belirlemiş ve bahse konu parametrelerde iyileştirme sağlamıştır. Birbirinin devamı niteliğindeki üç çalışmada Han vd. [42][43][44] aralarında boşluklar olan üç iç içe halka şeklinde yansıtıcı eleman denemişlerdir. Faz değişimi, en dış halkaya eklenmiş birbirine dik konumlu geciktirme eklentileri ile sağlanmış ve 550-600 dereceye kadar faz genişliği elde edilmiştir. Öte yandan %20'den fazla 3dB bantgenişliği de ölçülmüştür. Bir tür Phonix hücre stili uygulanan bir çalışmada ise iç içe kare halkalar kullanılmış, Ku bandında %20'den fazla 3 dB bantgenişliği ve %60'tan fazla verim elde edilmiştir [45].

Yansıtıcı dizi antenlerde yakın alan analizi az çalışılan bir konu olmuştur. Yakın zamanda bu konuda yapılan az sayıda çalışmadan biri Nayeri vd. [46] tarafından yapılmıştır. Bu

çalışmada yansıtıcı dizi antenlerin yakın alan performansları irdelenmiş, Ku bantta 30o'lik bir tarama kapasitesi gösterilmiştir.

Hakkında az çalışma yapılmış bir diğer konu da, yansıtıcı dizi anten elemanları arasındaki bağlaşım problemleridir. Tüm yansıtıcı yüzeyin birlikte analiz edilmesi, bağlaşım etkilerinin de hesaba katılmasını sağlayacaktır ancak bu seçenek çoğu defa özellikle hesaplama gereklerinden ötürü mümkün değildir. Bağlaşım etkilerinin hesaba katıldığı hızlı yöntemler, bu alandaki temel çalışma konusudur. Bu konuda Abdallah vd. [47], veritabanında kayıtlı mevcut verilerin işlenerek farklı tasarımların yapılabilmesi üzerinde durmuştur. Veritabanının ilk doldurulması oldukça uzun süre almakta ve bu verilerde bağlaşım etkileri de yer almaktadır. Sonrasında yapılan analiz ise oldukça kısa sürmektedir. Bu konuda yapılmış benzer bir çalışma Erçil vd. [48] tarafından yapılmıştır. Bağlaşım etkilerinin azaltılması yönünde yapılan bir çalışma da Bait-Suwailam vd. [49] tarafından ortaya konmuştur. Bu çalışmada  $\lambda/8$  aralıklarla yerleştirilmiş dizi anten elemanlarının arasına metamateryal malzeme yerleştirilmek suretiyle düşük ve yüksek geçirgenlikli altaş senaryoları için bağlaşım etkisinde 27 dB ve 11 dB'lik iyileştirmeler sağlanmıştır.

Yansıtıcı dizi antenlerin düzlemsel olması fonksiyonelliklerinin en önemli sebeplerinden biri olmakla birlikte literatürde az sayıda bükülmüş dizi anten çalışması da bulunmaktadır. Bir çalışmada, bükülmüş yüzeyin anten frekans bantgenişliği ve birinci yan kulakçık seviyesi üzerindeki olumsuz etkileri ölçümlenerek gösterilmiştir [50].

Literatürde yer alan farklı çalışmalardan birisi Higashi vd. [51] tarafından yapılan çalışmadır. Bu çalışmada önerilen birim hücre şekli, yansıtıcı üzerine düşen yatay ve düşey polarizasyona sahip dalgalar arasına 90 derecelik faz vermek suretiyle doğrusal polarizasyonu dairesel polarizasyona dönüştürmektedir.

Yansıtıcı dizi antenlerle ilgili yapılan ilk çalışmalarda, faz değişimi yansıtıcı yamaya eklenen bir geciktirme eklentisi veya boyutu değişen yamalar ile sağlanmıştı. Ancak yeni sayılabilecek bir kısım çalışmalarda yansıtıcı altında yer alan bir yarık ve bu yarık üzerinden bağlaşım sağlanan daha alt katmandaki bir geciktirme eklentisi de aynı görevi görebildiği gösterilmiştir.

Bilindiği üzere farklı büyüklüklere sahip metal yansıtıcı yamalar rezonans devresi gibi davranır. Toprak yüzeyi üzerine oturtulan tek katmanlı böyle bir yapı 360 dereceye kadar faz aralığı sağlayabilmektedir. Birden fazla katman kullanıldığında ise, katmanlar arası mesafe, ara ve üst katmanlardaki yama boyutları gibi parametreler eniyilendiğinde 360 derecenin birkaç katı faz eğrisi sağlanabilmektedir. Bir çalışmada iki katmanlı bir yapı denenmiştir [52]. Faz değişimi boyutu değiştirilen kare yamalarla sağlanmış ve sonuçta oldukça geniş bantgenişliği elde edilmiştir. Başka bir çalışmada ise bir önceki çalışmadaki iki katmanlı yapı ile üç katmanlı yeni yapı karşılaştırmış, üç katmanlı yapı ile yaklaşık iki kat fazla faz aralığı elde edildiği gösterilmiştir [53].

Yapının çok katmanlı olması, yarık bağlaşımlı faz ayarlama eklentilerini mümkün kılmaktadır. Yarık bağlaşımı ve faz geciktirme eklentileri, yansıtıcı dizi antenler için ilk olarak Robinson vd. [54] ve Keller vd. [55] tarafından önerilmiştir. Bu ilk çalışmaların sonrasında dikkat çeken ve birbirinin devamı niteliğindeki iki çalışmada Carrasco vd. [56][57] ise yansıtıcı kare yüzey altında bir yarık sayesinde daha alt katmandaki eklenti üzerinden faz eğrisi elde edilmesi yöntemini çalışmıştır. Bu çalışmada faz eğrisi sağlayacak olan eklenti doğrudan yansıtıcıya değil alt katmana yerleştirilmiştir. Bu şekilde fiziksel olarak eklenti için geniş bir alan oluşturulmuş, nihayetinde 1500 dereceye kadar faz aralığı elde edilmiştir. Yarık boyutunun küçük olduğu düşünüldüğünde, enerji büyük oranda yarığın bulunduğu yüzey ve yansıtıcıdan yansıyan alan olacaktır. Bu kapsamda yansıma kaybı değeri de oldukça düşük tutulabilmektedir.

Bazı çalışmalarda, yansıtıcı yamanın altında faz değişimini sağlamak için faz geciktirme eklentisi değil sadece yarık kullanılmıştır. Bir çalışmada, tek katmanlı kare yansıtıcı ortasında yer alan yarık boyutu değiştirilerek faz değişimi sağlanmıştır. Yeteri kadar düşük eğim ve genişlikte faz eğrisi sağlayamayan bu yapıya alternatif olarak üçlü bir yansıtıcı seti denenmiş ve başarılı sonuç alınmıştır [58].

Son zamanlarda ilgi çeken bir çalışma alanı da lazer kesim teknolojisi ile kullanılarak yapılan, üzerinde yarıklar bulunan tamamen metal yansıtıcılardan oluşan yansıtıcı dizi antenlerdir. Bu antenlerde dielektrik katman bulunmamaktadır. Bu kapsamda, Berry vd. [6] tarafından ilk üretilen yansıtıcı dizi antene benzetilebilir. Lazer kesimi ile hassas çalışmak mümkündür. Bu konuda K-bantta üretilen bu antenlerle ilgili bir çalışma Sugak vd. [59] tarafından sunulmuştur.

Yansıtıcı dizi antenlerde çapraz polarizasyonun yüksek olması problemi büyük oranda geciktirici eklenti kullanılan tasarımlarda eklentinin bükülmesinden kaynaklı olarak ortaya çıkmaktadır. Yeterli faz genişliği sağlanması için eklenti uzatıldığında kaçınılmaz olarak eklenti bükülmekte ve çapraz polarizasyona sebep olmaktadır. Bu konuda ilk çözüm Chang ve Huang [60] tarafından sunulmuştur. Burada, dizi anteni oluşturan yansıtıcı parçaların dört bölgeye ayna simetrisi içerisinde yerleştirilmesi teklif edilmiştir. Bu şekilde, eş polarizasyonun ana hüzmesi ile aynı yönde olması beklenen çapraz polarizasyon hüzmesi yok edilmiş, böylece ana hüzme üzerinde -40dB dolaylarında çapraz polarizasyon seviyesi elde edilebilmiştir. Öte yandan, birbirine dik eklentiler kullanılarak bu antenin çift doğrusal ve çift dairesel polarizasyonlu sinyalleri de başarı ile yansıtabileceği gösterilmiştir. Hasani vd. [61] ise, bir önceki çalışmada öngörülen teknikleri dairesel bir yansıtıcıda kullanmıştır. Sonucunda çapraz polarizasyon seviyesinde 12dB kadar iyileşme sağlanmıştır. Bu çalışmada dikkat çeken bir nokta da, birim hücre olarak tek bir yansıtıcıyı değil birbiriyle ayna simetrisi içerisindeki dört yansıtıcıyı tek bir hücre olarak tanımlamış olmasıdır.

Başka bir çalışmada tek katmanlı bir ana yansıtıcı ve çift katmanlı bir ara yansıtıcı kullanılmıştır [62]. Besleme, bir boynuz anten ile yapılmış, yansıtıcı elemanlar farklı boyutlarda kare yamalar olarak seçilmiştir. Diğer bir çalışmada ise Levenberg-Marquardt Algoritması işletilerek yazılan Moment Metodu kodu ile antenin tam dalga çözümü yeterince hızlı biçimde yapılabildiği gösterilmiştir [63]. Tam dalga simülasyonlarda tüm anten elemanları aynı anda ele alındığından karşılıklı bağlaşım ve çapraz polarizasyon etkileri daha doğru hesaplanabilmektedir. Bu hesap ile bazı eniyileme kuralları işletilerek düşük çarpaz polarizasyonlu anten tasarlanabildiği açıklanmıştır. Bir diğer çalışmada, bir yansıtıcı dizi antende çapraz polarizasyondan sorumlu katsayının kapalı form hali gösterilmiş, bu değer üzerinden yapılan simülasyonda çapraz polarizasyonun en düşük olduğu dielektrik katman kalınlığı çalışılmıştır [64]. Bir başka çalışmada da iki dielektrik katmanlı hücre tipi önerilmiştir. Dielektrik katmanlarda alttaş ile tümleşik dalga kılavuzu yapıları yer almıştır. Alt katmandaki SIW deliklerinin boyları faz ayarlaması için kullanılmıştır. Sonuçta -60dB'den daha düşük çapraz polarizasyon elde edilmiştir [65].

Karşılıklı bağlaşım, dizi antenlerde her zaman özen gösterilmesi gereken bir konudur. Işıma yapan yüzeylerin fiziksel olarak birbirlerinden yeterince uzağa yerleştirilmeleri ilk çözümdür ancak bu her zaman mümkün olamamaktadır. Özellikle, küçültülmüş antenlerde ışıma yapan dizi elemanları arasındaki mesafenin yakın olması gerektiğinden etkileşimin

azaltılması ihtiyacı doğmaktadır. Elektriksel mesafenin fiziksel uzaklıktan fazla olduğu çözümler geliştirilmesi gerekir.

Etkileşime sebep olan alan bileşenler, uzaysal alan ( $1/\rho$  radyal değişim), yüksek dereceli alanlar ( $1/\rho^2$  radyal değişim), yüzey dalgaları ( $1/\sqrt{\rho}$  radyal değişim) ve kaçak dalgalar ( $e^{-\lambda\rho}/\sqrt{\rho}$  radial değişim) olarak verilir. İlk iki bileşen yakın alanda ( $kd < 1$ ) etkilidir. Bunun dışında ( $1 < kd < \pi$  aralığında) diğer iki bileşen etkilidir.  $kd > \pi$  bölgesinde bu etkileşim ihmal edilebilir seviyeye iner [66].

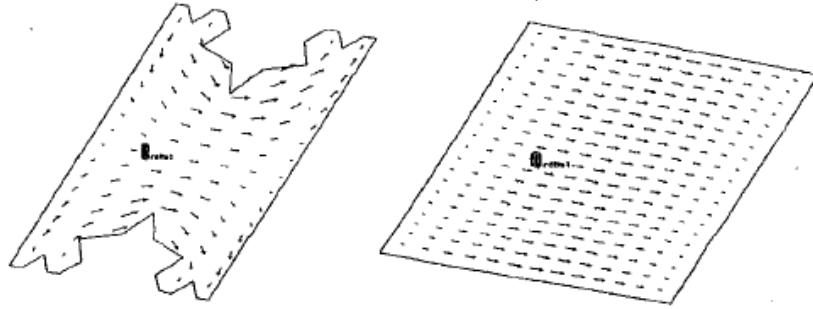
Uzaysal alandan kaynaklanan ilk iki etkiyi yok etmek çok zordur. Bundan kurtulmanın tek yolu yansıtıcılar arasındaki mesafeyi artırmak ve bu etkiyi hesaba en doğru şekilde katan analiz yöntemini kullanmaktır. Ancak yüzey alanlarından gelen etkiyi yok etmek için literatürde bazı yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemlerin ortak özelliğinin, yansıtıcılar arasındaki elektriksel mesafenin artırılması olduğu söylenebilir.

Elektromanyetik Band Boşluğu ve Ayrılmış Halka Rezonatörü ile türevlerinin kullanımına ilişkin yöntemler literatürde yer almaktadır. Bunlardan Bait-Suwaitan vd. [49] SCSRR tekniği kullanmıştır. Bu yöntemde ışına yapan elemanların arasına, toprak düzlemi üzerine, SRR şeklinde yarıklar açılması, böylece iki eleman arasında ilerleyen dalganın toprak düzlemine dik olan bileşeninin bastırılması suretiyle yüzey dalgasının azaltılması öngörülmüş, 3 sıra SCSRR yerleştirildiğinde 10 dB bastırmanın mümkün olduğu saptanmıştır.

Bir çalışmada Yang ve Rahmat-Samii [67] ise mantar tipi bir Elektromanyetik Bandboşluğu yapısı kullanmışlardır. Bu yapının özellikle kalın ve kayıp tanjantı yüksek materyal ile yapılmış antenlerde işe yaraması öngörülmüştür. FDTD metoduyla analiz edilen yapının karşılıklı bağlaşım etkilerinde 8dB iyileşme sağladığı görülmüştür. Bu yöntemlerin yansıtıcı dizi antenler için değil geleneksel fazlı antenler için uygulandığı dikkati çekmektedir.

Zhao vd. [68] ise, Ku ve Ka bandlarında çalışan bir anten önermişlerdir. Birim hücre tasarımında artı şeklinde dipol ve halka yapıları Ku bandı için, sabit dairesel yansıtıcılar ise Ka bandı için tasarlanmıştır. Üç farklı yapının bir arada kullanılması neticesinde karşılıklı bağlaşım etkilerinde düşme tespit edilmiştir.

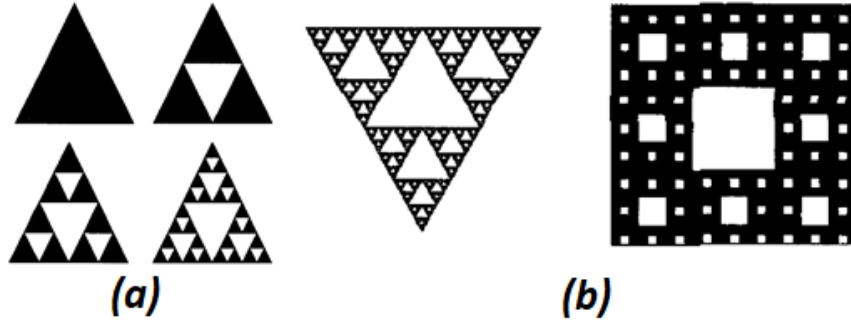
Yansıtıcı dizi antenlerde yansıtıcı yama olarak çokça kullanılan ve geliştirilmeye çalışılan yapılardan birisi fraktal yapıdaki yansıtıcılardır. Fraktal kelimesi açık kaynaklarda, “seçilen bir parçanın daha küçük veya daha büyük ölçekte kendisini tekrar ederek oluşturulan geometrik şekiller” olarak tanımlanmaktadır. Bu özelliğiyle bir fraktal (örn. bir kar tanesi) sonsuz defa iterasyona uğradığında, uzayda kapladığı sabit bir alana karşılık sonsuz kenar uzunluğuna ulaşır. Fraktalların bu özelliği anten mühendisliğinde farklı bir kullanım alanı açmıştır. Bir antenden yansıyan alanın dalgaboyu ile yansıtıcı parçanın kenar uzunluğu arasında kuvvetli bir korelasyon bulunur. Fraktal geometri kullanılarak aynı alanda daha uzun kenar boyu veya aynı kenar boyu için daha küçük yansıtıcı kullanılabilir ve böylece anten minyatürizasyonu sağlanabilir. Şekil 1.3’te bu durum daha açık şekilde görülmektedir. Eşksenli (coaxial) kablo ile beslenen iki yama üzerinde oluşan yüzey akımlarından fraktal üzerindeki akımların dolaştığı yol fazla olduğundan, kenar uzunluğu kareden düşük olmasına rağmen aynı frekansta yayın yapılabilir. Literatürde yer alan fraktallarla ilgili çalışmalar anten küçültme üzerine yoğunlaşmıştır.



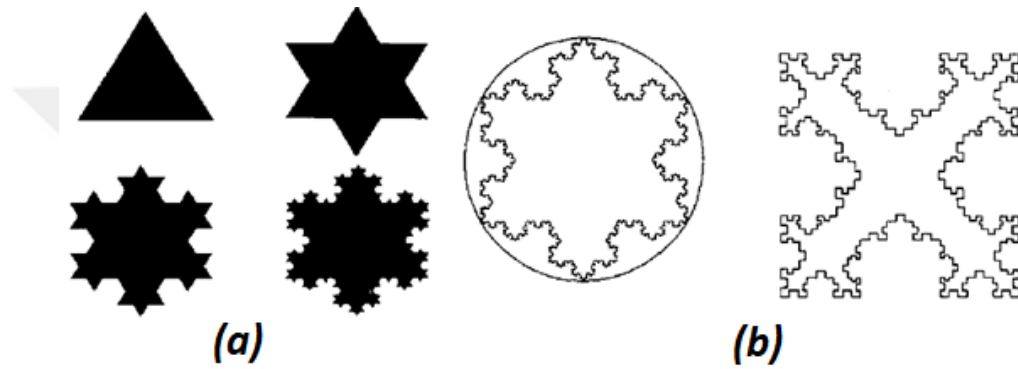
Şekil 1.3 - Fraktal ve kare yansıtıcı üzerindeki yüzey akımları

Matematik biliminin ele aldığı çok çeşitli fraktal türleri var olmakla birlikte anten mühendisliğinde bugüne kadar incelenmiş birkaç çeşit fraktal olduğu söylenebilir. Bunlardan biri Sierpinski fraktalıdır (Şekil 1.4). Bu fraktal yapı, her iterasyonda ana yapıdan daha küçük bir parçanın çıkarılması ile elde edilmektedir.

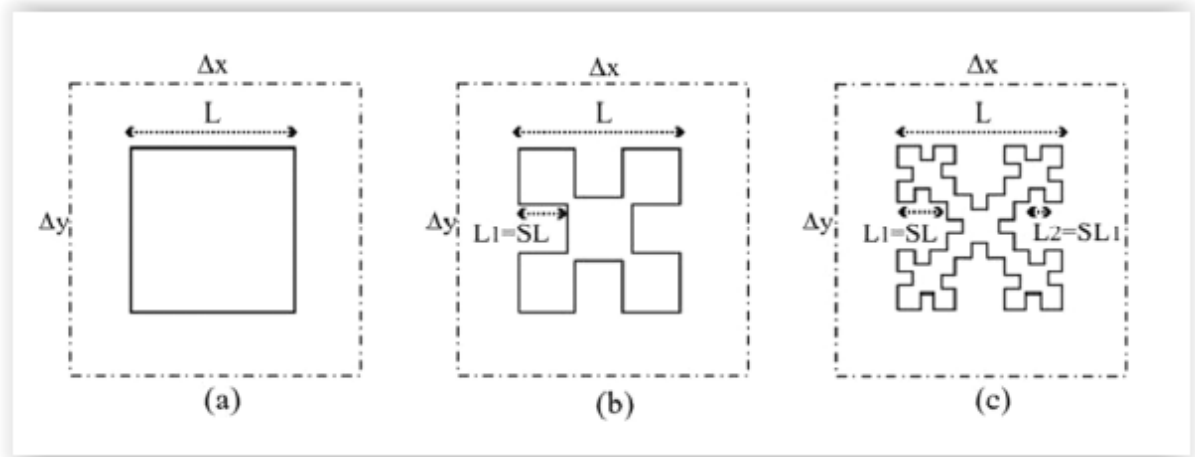
Diğer üzerinde çeşitli çalışmalar yapılmış fraktal geometri türü Koch fraktalı olarak bilinen türdür. Bu türde, Sierpinski'den farklı olarak, belirlenen şekil geometrinin orta kısmından çıkarılarak değil kenar kısmına eklenerek iterasyon yapılmaktadır (Şekil 1.5). Literatürde en sık çalışılan fraktal türü olarak sayılabilecek tür Minkowski fraktalıdır (Şekil 1.6). Bu türde ise kare şekil ile başlanarak, her seferinde daha küçük bir karenin kenarlarından çıkarılması şeklinde ilerlenmektedir. Üçgen ve dairesel yapılardan eksiltme yaparak da Minkowski yapıları oluşturmak mümkündür.



Şekil 1.4 - (a) Sierpinski üçgen fraktal adımları, (b) 5. derece üçgen ve 3. derece kare Sierpinski fraktal yapısı



Şekil 1.5 – (a) Koch kar tanesi fraktal adımları (b) Koch kar tanesi ve kare fraktal örnekleri



Şekil 1.6 - Minkowski Fraktal Yama adımları (a) Kare yama, (b) Birinci iterasyon, (c) İkinci iterasyon

Fraktal yama antenler ile ilgili çalışmaların Romeu vd. [69] ile başladığı söylenebilir. Bu çalışmada, Sierpinski fraktal yamanın çoklu band performansını artıran bir yöntem önerilmiştir. Başka bir çalışmada Koch ada fraktalları ile yüksek yönlülük [70]



incelenmiştir. Diğer bir çalışmada da Koch üçgenleri ve Minkowski şekillerinden oluşan çevrim ve yama antenler çalışılmış, neticede 1/3 oranında anten küçülmesi sağlandığı gösterilmiştir [71]. Bu çalışmada 3 ile 5 elemanlı fazlı dizi anten denenmiş, yansıtıcı dizi anten çalışılmamıştır. Ayrıca yine bu çalışmada anten minyatürizasyon kabiliyetinin karşılıklı bağlaşım etkilerini azaltmaya yönelik olarak kullanılabilceği gösterilmiştir. Örneğin her birinin boyu  $0.4 \lambda$  ve aralarında  $0.2 \lambda$  mesafe bulunan kare yansıtıcılarla yapılmış bir dizi antende fraktal geometri kullanıldığında yansıtıcı boyu  $0.3 \lambda$ 'ya düşürülebilmekte böylece komşu iki yansıtıcı arası mesafe  $0.4 \lambda$ 'ya artırılabilmekte ve karşılıklı bağlaşım etkilerinde önemli azalma görülebilmektedir. Liu vd. [72], Sierpinski yöntemiyle fraktal hale getirilmiş papyon anten özellikleri tartışmıştır. Sonuçta 340 derece faz genişliği ve %8 kadar bir anten küçülmesi elde edilmiştir. Zubir ve Rahim ise [73] yansıtıcı fraktal yapıların en önemli sorununun dar bantgenişliği olduğunu ifade etmiş, bunun en önemli sebebinin de diferansiyel uzamsal faz gecikmesi olduğunu üzerinde durmuş ve sorunun çözümü için Koch üçgeni, Minkowski kare ve Koch kare fraktal birim hücreleri üzerinde analiz çalışmaları yapmıştır. Neticede, fraktal yansıtıcılar ile doğru bir eniyileme sonrasında yeterince geniş bantgenişliklerine ulaşılabilceği gösterilmiştir. Sayidmarie ve Saleh [74] ile Sayidmarie ve Bialkowski [75], çalışmalarında, farklı fraktal yapılarının faz eğrisinin yeterince geniş olması ve yeterince düşük eğime sahip olması açısından yeterliliği üzerine simülasyonlar yapmışlardır. Ayrıca fraktallardan esinlenerek tasarlanan iç içe yapılar da çalışılmıştır. Çalışılan geometriler, muhtelif açılarda eliptik ve dairesel Koch fraktalları ile kare, üçgen ve dairesel eksiltmeli Minkowski fraktalı olarak sayılabilir. Sonuçta tek katmanlı yapıların tamamının yeterli faz genişliği ve düzgün bir eğim sağlayamadığı, ancak iç içe yapılarda bu sorunun aşıldığı gösterilmiştir. Kalın dielektrik tabakaların da eğim üzerinde olumlu etkisi olduğu gösterilmiştir. Devam çalışması mahiyetindeki diğer çalışmada Sayidmarie ve Saleh [76], Koch fraktalından ilham alınarak tasarlanan kenarları iç içe halka şeklinde yansıtıcılar kullanmıştır. Söz konusu şekiller ile tamamı düzgün bir faz eğrisi elde edilememiş olsa da 360 derecelik düz bir kısım elde edilebilmiştir.

Son yıllarda fraktal yansıtıcı dizi antenlerle ilgili yapılan çalışmaların büyük oranda Minkowski fraktalları üzerine yoğunlaştığı görülmektedir. Minkowski fraktal antenlere aşağıda ayrıntılı olarak değinilmiştir.

Minkowski fraktalları üzerine yapılan ele alınacak ilk çalışma, mobil teknolojiler ile kullanılmak üzere tasarlanan rombik Minkowski antenidir [77]. Bu anten bir dizi anten değildir. Çalışılan anten ikinci derece iterasyon ile elde edilmiş bir Minkowski fraktalı olup toprak düzlemi tüm antenin altını değil sadece antenin besleme hattının altını kaplayacak şekilde modifiye edilmiştir. Bu düzenlemenin bantgenişliği üzerinde olumlu etki yaptığı bulunmuştur. Sonuçta 2-6 GHz aralığında kullanılan tüm mobil haberleşme bandlarında çalışabilen bir anten tasarlanmıştır.

Başka bir çalışmada, konvansiyonel kare yansıtıcı ile tek katmanlı Minkowski fraktalıyla yapılan yansıtıcı dizi antenlerin karşılaştırmasına yer verilmiştir [78]. 11 GHz frekansında yapılan çalışma neticesinde yan kulakçık seviyesi ve yarı güç hüzmeye genişliği parametreleri açısından Minkowski fraktal yansıtıcının daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir. Literatürde, çift katmanlı ve geciktirme eklentisi olmayan yapıların incelendiği çalışmalar da yer almaktadır [79]. Karşılaştırılan yapılar, çift kare, Minkowski kare ve düz kare ile iki Minkowski kare şeklinde sayılabilir. Sonuçta iki katmanda da Minkowski yama kullanıldığı durumda faz eğrisinde iyileşme olabildiği simülasyonlarla gösterilmiştir. Bu çalışmanın devamı mahiyetindeki diğer bir çalışmada ise çift katmanlı Minkowski yansıtıcının farklı malzemeler ile gösterdiği performans çalışılmıştır [80]. Benzer şekilde, farklı malzemeler ile faz eğrisinde genişleme olabildiği gösterilmiştir.

Oloumi vd. [81], birinci ve ikinci seviye Minkowski fraktal ile yansıtıcı dizi anten birim hücre tasarımı yapmıştır. Tasarlanan birim hücrenin faz verisi dalga kılavuzu kullanılarak ölçülmüştür ve düz kare yansıtıcı ile karşılaştırılmıştır. Önceki çalışmalardan farklı olarak, faz değişimi yansıtıcı altındaki toprak yüzeyinde açılan yarı boyu değiştirilerek sağlanmıştır. Neticede, %20 dolaylarında anten küçülmesi sağlanmakla birlikte daha yüksek kayıp ve daha düşük bantgenişliği görülmüştür. Bu açıdan birinci seviye Minkowski fraktalın iyi bir ödünleşim olduğunun altı çizilmiştir.

Birbirlerinin tamamlayıcısı niteliğindeki çalışmalarında Costanzo ve Venneri [82][83][84], Minkowski fraktalı ile oluşturulan tek katlı yapının özelliklerini incelemiştir. Sonrasında 15x15 yansıtıcı dizi anten tasarımı yapılmıştır. Şekil 1.6'da Minkowski fraktalının birinci ve ikinci mertebeye şekilleri görülmektedir. Küçültme katsayısı, S değişkeni ile parameterize edilen fraktalın farklı frekanslardaki tepkisi ve S'ye göre değişimler gözlenmiştir. Neticede minyatürizasyon olarak %30'un üzerinde kalmakla birlikte faz eğrisi 300 derece civarında, bantgenişliği ise %3.4 seviyelerinde sağlanabilmiştir. Ayrıca ana hüzmeye 50 dereceye kadar

yönlendirilebilir hale getirilmiştir. Ancak 300 derece, tam bir yansıtıcı dizi anteni üretebilmek için yeterli bir faz genişliği değildir.

Başka bir çalışmada ise 14 GHz'de Minkowski fraktalı ile Minkowski benzeri bir yapı karşılaştırılmıştır [85]. Minkowski benzeri yapının daha geniş faz eğrisi sağladığı gösterilmiştir. Bu yeni yapı ile bir tam yansıtıcı dizi anten imâl edilmiş, yan kulakçık seviyesi, faz genişliği ve verim açısından oldukça tatminkâr sonuçlar verdiği rapor edilmiştir.

Fraktal antenlerin haricinde anten küçültmeye yönelik çalışmalar da yapılmıştır. Buna göre, birbirini tamamlayıcı mahiyetteki çalışmalarda besleme anteni, belli bir düzlem için her yöne eşit güçte ışıma yapacak şekilde seçilmiş ve yansıtıcıya çok yakın bir noktaya yerleştirilmiştir [86][87]. Bu yöntemle, yakın performansa sahip bir yansıtıcı antene oranla önemli bir küçülme sağlanabilmiştir.

Literatürde yapılan çalışmalar neticesinde tek katmanlı Minkowski fraktal yansıtıcı dizi antenlerinin faz eğrilerinin genişliğinin tam bir döngüye ulaşmadığı görülmüştür [74][78][82][83][84]. Anten tasarımı yapılırken, birim hücrelerden bir kısmı, faz eğrisinde bu karşılığı bulunmayan aralığa denk gelmesi kaçınılmazdır. Bu durum, bu hücrelerden yansıyan alanın doğru faz gecikmesi ile yansıtılmaması, dolayısıyla da bantgenişliği, kazanç ve yan kulakçık seviyesi gibi performans parametrelerinde kötüleşmeye sebep olacaktır. Bu tez kapsamında, bu sorunun giderilmesi için Minkowski fraktalları üzerinde iki farklı yöntem uygulanabileceği düşünülmüştür. Bu yöntemlerden birisi geciktirme eklentisi metodudur. Bilindiği üzere Minkowski fraktalları kullanılmasının ana amacı anten küçültmedir ve küçültülmüş bir antende eklenti için daha az yer olacağından, tek katmanlı bir antende tasarım yapmak nispeten zor olacaktır. Bu açıdan ikinci olarak, yarık bağlaşımlı eklenti kullanılması düşünülmüştür. Bu yöntemde antende yüzey alanının yeterliliği açısından herhangi bir sorun oluşmamakla birlikte antenin kalınlaşması gerekmektedir. Her iki yöntemle birim hücreler ve tam boyutlu antenler tasarlanmış ve ölçülmüştür.

Tezin ikinci bölümüne öncelikle yansıtıcı dizi anten teorisine yer verilmiştir. Ardından düzlemsel yapılar için Green fonksiyonunun çıkarımı gösterilmiş ve sonrasında yansıtıcı dizi anten birim hücre tasarımı için gerekli olan sonsuz dizi yaklaşımı açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde yansıtıcı dizi anten birim hücre tasarımı üzerinde durulmuştur. Öncelikle hesaba katılması gereken parametreler ve antenin hangi parametresine nasıl etki ettikleri açıklanmıştır. Ardından birim hücre tasarımı sırasında belirlenecek parametrelerin eniyileme süreci anlatılmıştır. Dalga kılavuzu simülatör tekniği ve tek katmanlı birim hücre tasarımı ile ilgili bölümü çok katmanlı birim hücre tasarımı ile ilgili detaylar takip etmiştir. Tezin dördüncü bölümünde ise tam boyutlu bir antenin tasarımı ile ilgili adımlara ve bu çalışma kapsamında üretilen tek ve çok katmanlı antenlerin simülasyon ve ölçüm sonuçlarına yer verilmiştir. Sonuç ve Kaynaklar bölümü ile tez sonlandırılmıştır.

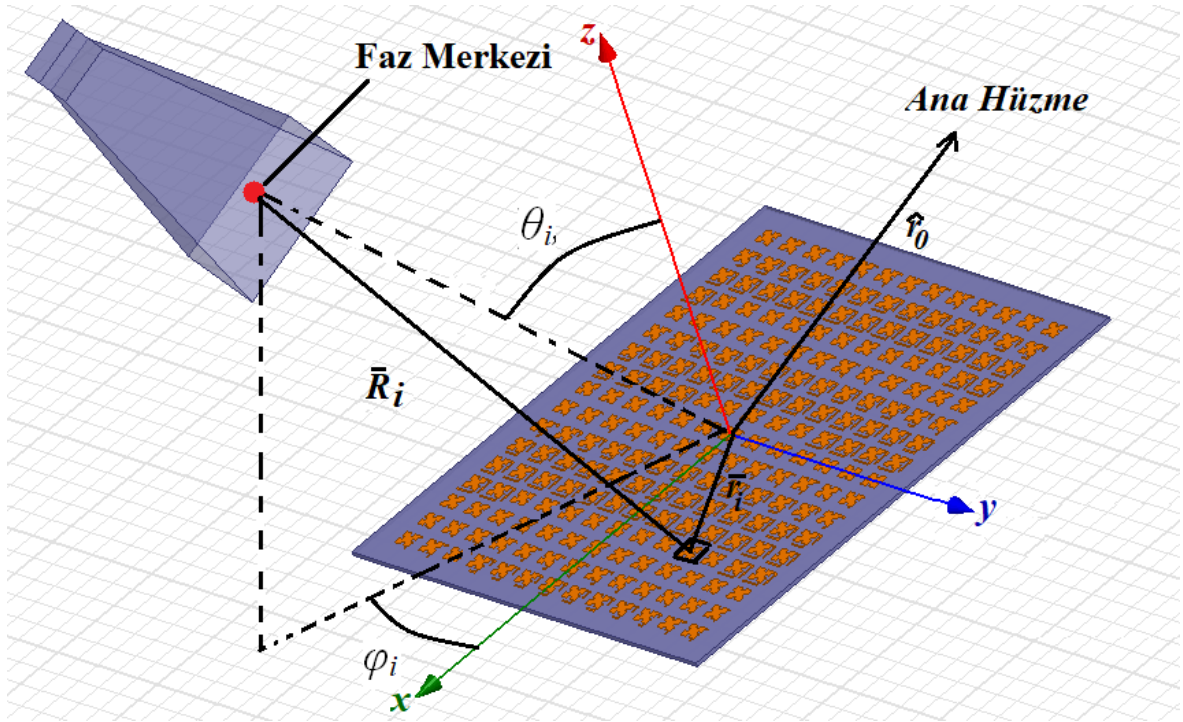


## 2. YANSITICI DİZİ ANTEN TEORİSİ

Bu bölümde yansıtıcı dizi anten teorisi ile düzlemsel yapılarda Green Fonksiyonu çıkarımı ve sonsuz dizi yaklaşımının detaylarına yer verilecektir.

### 2.1 Yansıtıcı Dizi Anten Teorisi

Yansıyan alan hesabına başlayabilmek için ise öncelikle gelen alanın ifade edilmesi gerekir. Yansıtıcı dizi antenlerde gelen alan hemen her zaman düzlem dalga olarak kabul edilir ve aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.



Şekil 2.1 - Yansıtıcı dizi anten koordinat düzlem parametreleri

$$\vec{E}_i = \vec{E}_0 e^{jk_0(xu_i + yv_i + z \cos\theta_i)} \quad (2.1)$$

Burada  $\vec{E}_0$  vektörü, gelen dalganın genliğini ve polarizasyonunu tanımlamaktadır.  $u_i$  ve  $v_i$  ise aşağıdaki şekilde yazılır.

$$u_i = \sin\theta_i \cos\varphi_i \quad (2.2a)$$

$$v_i = \sin\theta_i \sin\varphi_i \quad (2.2b)$$

$\theta_i$  ve  $\varphi_i$  açıları Şekil 2.1'de görülmektedir. Bilindiği gibi, alttaş üzerindeki metal yamaların olmadığı durumda dielektrik alttaş ve onun altındaki toprak yüzeyinden yansıyan alan, yansıma katsayıları cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} E_{\theta}^r \\ E_{\varphi}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\theta\theta} & 0 \\ 0 & R_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{0\theta} \\ E_{0\varphi} \end{bmatrix} e^{jk_0(xu_i+yv_i-z \cos\theta_i)} \quad (2.3)$$

Burada  $R_{\theta\theta}$  ve  $R_{\varphi\varphi}$  düzlem dalga yansıma katsayılarıdır ve [88]'de

$$R_{\theta\theta} = \frac{k_0 \varepsilon_r \cos\theta_i \cos k_1 d - j k_1 \sin k_1 d}{k_0 \varepsilon_r \cos\theta_i \cos k_1 d + j k_1 \sin k_1 d} e^{2jk_0 d \cos\theta_i} \quad (2.4a)$$

$$R_{\varphi\varphi} = \frac{k_1 \cos k_1 d - j k_0 \sin k_1 d \cos\theta_i}{k_1 \cos k_1 d + j k_0 \sin k_1 d \cos\theta_i} e^{2jk_0 d \cos\theta_i} \quad (2.4b)$$

olarak verilmiştir. Burada  $d$  alttaşın kalınlığı ayrıca  $k_1$

$$k_1 = k_0 \sqrt{\varepsilon_r - (\sin\theta_i)^2} \quad (2.5)$$

dir. Yukarıdaki denklemlerde,  $\varepsilon_r$  değeri karmaşık olarak alınır, dielektrik malzemedeki kayıplar da hesaba katılmış olur. Kayıp olmadığı durumda  $|R_{\theta\theta}| = |R_{\varphi\varphi}| = 1$  olacaktır. Ayrıca, yukarıdaki yansıma katsayısı matrisinde, çapraz polarizasyona sebep olacak katsayıların 0 olduğu da görülmektedir. Dielektrik malzeme üzerindeki metal yamalardan kaynaklanan yansıyan alan ise saçılma sabitleri cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} E_{\theta}^s \\ E_{\varphi}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{\theta\theta} & S_{\theta\varphi} \\ S_{\varphi\theta} & S_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{0\theta} \\ E_{0\varphi} \end{bmatrix} e^{jk_0(xu_i+yv_i-z \cos\theta_i)} \quad (2.6)$$

Bu ifadede çapraz polarizasyonun sıfır olmadığı görülmektedir. Bu durumda toplam yansıyan alan metal yamaların olmadığı durumda yansıyan alan ile metal yamalardan saçılan alanın toplamı olarak yazılır.

$$\vec{E}_T = \vec{E}_r + \vec{E}_s = \left[ \overline{\overline{R}}(\theta_i, \varphi_i) + \overline{\overline{S}}(\theta_i, \varphi_i) \right] \vec{E}_0 e^{jk_0(xu_i+yv_i+z \cos\theta_i)} \quad (2.7)$$

Bu genel yansıyan alan ifadesinden yola çıkarak, yansıtıcı dizi antenden yansıyan toplam alan, her bir birim hücreden yansıyan alanın toplanması yoluyla, hesaplanabilir. Toplam ışınma örüntüsünün hesaplanabilmesi için, yansıtıcı dizi anten içerisindeki her bir yamanın, Eş. 2.7'de verilen alan ile orantılı küresel formda bir alan yaydığı kabul edilir. Dielektrik alttaş ve toprak tabakasının sonsuz olduğu durum için, her birim yansıtıcıdan gelen alan, yansıtıcının pozisyonu ile ilgili bir faz gecikmesi ve boş uzay kayıp katsayısı da eklenerek toplanır. Birim yansıtıcılar yeterince küçük olduğundan, toplam alan ifadesinin toplam şeklinde yazılmasında sakınca yoktur.  $N$  elemanlı bir yansıtıcı dizi anten için bahsedilen toplam alan ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$\vec{E}(\theta, \varphi) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sum_{i=1}^N \overline{\overline{Q}}(\theta, \varphi; \theta_i, \varphi_i) \cdot \left[ \overline{\overline{R}}(\theta_i, \varphi_i) + \overline{\overline{S}}(\theta_i, \varphi_i) \right] \cdot \vec{E}_f(\theta_i, \varphi_i) e^{jk_0(x_i \sin\theta \cos\varphi + y_i \sin\theta \sin\varphi)} \quad (2.8)$$

Burada,  $x_i$  ve  $y_i$ ,  $i$  endeksine sahip hücrenin merkezinin koordinatları,  $\theta_i, \varphi_i$  bu hücreye gelen dalganın geliş açıları,  $\vec{E}_f$  ise birim hücre örüntü fonksiyonudur.  $\overline{\overline{Q}}$  diyadı ise düzlem dalga alan bileşenlerini küresel dalgaya çeviren bir operatördür ve aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\overline{\overline{Q}} = \frac{-jab}{\lambda_0^2} \hat{e}_r \hat{e}_i (\hat{z} \cdot \hat{e}_r \times \hat{h}_i) \quad (2.9)$$

Bu ifadede  $a$  ve  $b$ , yansıtıcı dizi antenin boyutları,  $\hat{e}_r$  ve  $\hat{e}_i$ , gelen ve yansıyan dalga bileşenlerinin birim vektörleri,  $\hat{h}_i$  ise gelen dalga manyetik alanının birim vektörüdür. Bu diyadı sayesinde toplam yansıyan elektrik alanın eş ve çapraz polarizasyonları bulunabilmektedir. Yansıma ve saçılma katsayıları ise moment metod veya benzeri bir nümerik yöntem kullanılarak bulunmalıdır. Bu konuda sonraki bölümlerde daha detaylı bilgiye yer verilecektir.

## 2.2 Düzlemsel Yapılar İçin Green Fonksiyonu

Maxwell denklemlerinin birim kaynak (örneğin Dirac delta fonksiyonu) için çözümü olarak tanımlanan Green Fonksiyonu, Sistem Teorisinde, eldeki geometrinin “Dürtü Tepkisi” (Impulse Response) olarak da ifade edilebilir. Yansıtıcı dizi antenlerin analizinde de kullanılabilen bu yöntem için Green Fonksiyonunun iki boyutlu ve spektral uzamdaki çözümüne ihtiyaç duyulmaktadır [89].

Düzlem dalga ile aydınlatılmış metal bir yüzeydeki sınır koşulu, metal üzerinde elektrik alanın teğet bileşeninin olmaması kuralından gelen:

$$E_i^{teğ} = -E_r^{teğ} \quad (2.10)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $E_i^{teğ}$  gelen dalganın yüzeye teğet bileşeni,  $E_r^{teğ}$  ise yansıyan dalganın teğet bileşenini temsil etmektedir. Yansıyan elektrik alanın Green Fonksiyonu ve yüzeyde indüklenen akım bileşenleri cinsinden yazımı aşağıdaki şekildedir:

$$\vec{E}_r(x, y, z) = \iiint \overline{\overline{G}}(x, y, z | x_0, y_0, z_0) \cdot \vec{J}(x_0, y_0, z_0) dx_0 dy_0 dz_0 \quad (2.11)$$

$\bar{G}$  diyardik Green Fonksiyonu olarak tanımlanır ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{G} = \hat{x}G_{xx}\hat{x} + \hat{x}G_{xy}\hat{y} + \hat{x}G_{xz}\hat{z} + \hat{y}G_{yx}\hat{x} + \hat{y}G_{yy}\hat{y} + \hat{y}G_{yz}\hat{z} + \hat{z}G_{zx}\hat{x} + \hat{z}G_{zy}\hat{y} + \hat{z}G_{zz}\hat{z} \quad (2.12)$$

$G_{ab}$ ,  $\vec{b}$  yönündeki akım bileşeninin  $\vec{a}$  yönünde oluşturduğu saçılan alanın karşılığı olarak nitelenebilir.  $\vec{J}(x_0, y_0, z_0)$  ise yüzeyde indüklenen akımdır. Düzlemsel yapılarda Green Fonksiyonunun bulunması için aşağıdaki işlemler yapılmalıdır. Homojen Helmholtz Eşitlikleri

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (2.13)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0$$

şeklinde verilmekte olup burada  $k$  boş uzay yayılma sabitidir. Bu eşitlik üç boyutlu uzayda her bir bileşen için ayrı ayrı yazıldığında aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\begin{aligned} \left( \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) &= -j\omega\mu H_x \\ \left( \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) &= -j\omega\mu H_y \\ \left( \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) &= -j\omega\mu H_z \\ \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) &= j\omega\mu E_x \\ \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) &= j\omega\mu E_y \\ \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) &= j\omega\mu E_z \end{aligned} \quad (2.14)$$

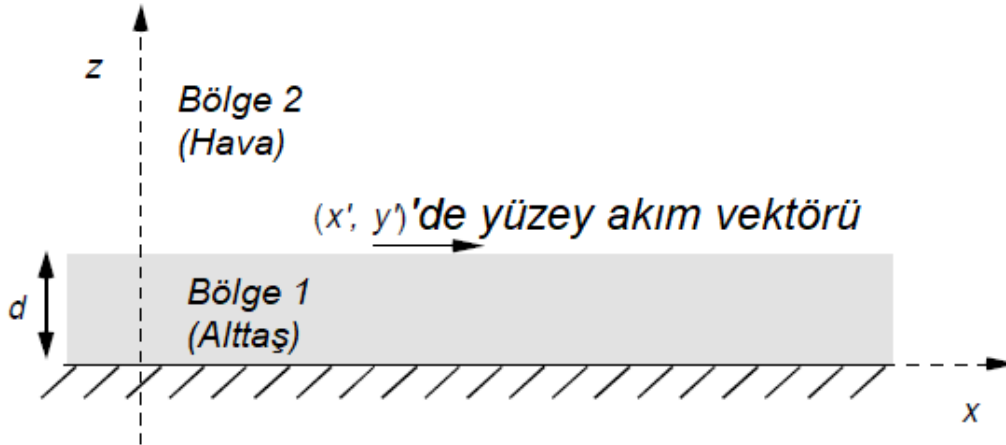
Sonsuz düzlemsel yapılarda, simetriden ötürü, alan bileşenlerinin  $x$  ve  $y$  yönündeki değişimleri  $\exp(-jk_x x)$  ve  $\exp(-jk_y y)$  ile ifade edilebileceğinden spektral uzamda  $\partial E/\partial x \rightarrow jk_x E$  ve  $\partial E/\partial y \rightarrow jk_y E$  formuna dönüştürülebilir. Bu sadeleştirme ve yukarıdaki 6 denklem birlikte çözüldüğünde, elektrik ve manyetik alanın yatay bileşenleri için aşağıdaki eşitlikler elde edilir.



$$\begin{aligned}
E_x &= \frac{jk_x}{\beta^2} \frac{\partial E_z}{\partial z} + \frac{\omega\mu k_y}{\beta^2} H_z \\
E_y &= \frac{jk_y}{\beta^2} \frac{\partial E_z}{\partial z} - \frac{\omega\mu k_x}{\beta^2} H_z \\
H_x &= \frac{jk_x}{\beta^2} \frac{\partial H_z}{\partial z} - \frac{\omega\mu k_y}{\beta^2} E_z \\
H_y &= \frac{jk_y}{\beta^2} \frac{\partial H_z}{\partial z} + \frac{\omega\mu k_x}{\beta^2} E_z
\end{aligned} \tag{2.15}$$

Burada  $k_x$ ,  $k_y$  ve  $k_z$  yayılma sabitinin  $x$ ,  $y$  ve  $z$  bileşenleri olup  $\beta^2 = k_x^2 + k_y^2$  ve  $k_z^2 = k^2 - \beta^2$  olarak verilir.

Herhangi düzlemsel bir geometride Green Fonksiyonu, Eş.2.15'in her katman için ayrı ayrı yazılması ve sınır koşullarının uygulanması neticesinde bulunur. Şekil 2.2'de verilen geometri için Green Fonksiyonu bileşenlerini yukarıda çıkarılan denklemler ile bulunması aşağıdaki şekildedir:



Şekil 2.2 - Tek Katmanlı Yapı Kesiti

Yüzey akımlarının  $x$  ve  $y$  bileşeni olabilir, bunun dışında bir bileşen olması mümkün değildir. İlk önce sadece  $x$  yönündeki akım ele alınabilir. Sonucunda  $x$  yönündeki akımın  $x$ ,  $y$  ve  $z$  yönlerinde oluşturacağı alana ilişkin olan bileşenler bulunur. Simetri özelliğinden faydalanarak  $y$  yönündeki bileşenler çıkarılabilir. Zaman uzamında,  $z=d$  düzlemindeki ve  $x$  yönündeki akım  $\vec{J}_s(x, y, z|t) = \hat{x}\delta(x - x')\delta(y - y')$  şekilde verilir. Spektral uzamda akım ifadesi aşağıdaki şekle dönüşür:

$$\vec{J}_s = \hat{x}e^{-jk_x x'}e^{-jk_y y'} \quad z = d \quad (2.16)$$

Spektral uzamdaki sınır koşulları denklem seti ise aşağıdaki şekildedir:

$$\begin{aligned}
\hat{z} \times \vec{E}_1 &= 0 & z = 0'da \\
-\hat{z} \times (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) &= 0 & z = d'de \\
-\hat{z} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) &= \vec{J}_s & z = d'de
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Çözülen geometrinin gereği olarak,  $E_z$  ve  $H_z$  değerlerinin aşağıdaki formda olması beklenir:

$$\begin{aligned}
E_z &= \begin{cases} A \cos(k_1 z) + B \sin(k_1 z), & 0 \leq z \leq d \\ C e^{-jk_z z}, & z > d \end{cases} \\
H_z &= \begin{cases} D \cos(k_1 z) + E \sin(k_1 z), & 0 \leq z \leq d \\ F e^{-jk_z z}, & z > d \end{cases}
\end{aligned} \tag{2.18}$$

$k_1$  ve  $k_2$  ise, Şekil 2.2'de yer alan bölgelere ait yayılma sabitleri olup aşağıdaki şekilde verilir:

$$\begin{aligned}
k_1^2 &= \epsilon_r k_0^2 - \beta^2, \text{Im}\{k_1\} < 0 \\
k_2^2 &= k_0^2 - \beta^2, \text{Im}\{k_2\} < 0
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Sınır koşulları uygulandığında diyadik Green Fonksiyonunun  $z=d$  düzlemindeki tüm bileşenleri aşağıdaki şekilde bulunur.  $y$  bileşenleri,  $k_x \rightarrow k_y$ ,  $k_y \rightarrow -k_x$  dönüşümler ile elde edilir:

$$\begin{aligned}
G_{xx} &= -\frac{j\eta_0 (\epsilon_r k_0^2 - k_x^2) k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 (k_0^2 - k_x^2) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \sin(k_1 z) \\
G_{yx} &= \frac{j\eta_0 k_x k_y [k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 \sin(k_1 d)]}{T_e T_m} \sin(k_1 z) \\
G_{zx} &= \frac{k_2 k_x \eta_0}{k_0 T_m} \cos(k_1 z) \\
G_{xy} &= -G_{yx} \\
G_{yy} &= -\frac{j\eta_0 (\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 (k_0^2 - k_y^2) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \sin(k_1 z) \\
G_{zy} &= \frac{k_2 k_y \eta_0}{k_0 T_m} \cos(k_1 z)
\end{aligned} \tag{2.20}$$

$$T_e = k_1 \cos(k_1 d) + jk_2 \sin(k_1 d) \quad (2.21)$$

$$T_m = \varepsilon_r k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 \sin(k_1 d)$$

$T_e$  ve  $T_m$ , dielektrik katman içerisindeki TE ve TM modlarına karşılık gelen parametrelerdir.

Eş.2.20'de yer verilen Green Fonksiyon bileşenlerinin Eş.2.10'un çözümünde Eş.2.11 ile birlikte kullanılması gerekmektedir. Sonrasında  $[V]=[Z][J]$  formunda bir denklem elde edilecek, buradan da bilinmeyen  $[J]$  yüzey akım değerlerinin Moment Metodu ile bulunmasının yolu açılmış olacaktır.

Bu çalışmanın konusu olan problemde geometri belli bir geliş açısında düzlem dalga ile aydınlatılmaktadır. Bu durumda  $\vec{E}_i^{teğ}$  değeri bilinmektedir. Eş.2.10 ve Eş.2.11 birlikte çözüldüğü zaman başlangıç denklemi aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\vec{E}_i^{teğ} = - \iint_{S'} \overline{\overline{G}}_t \cdot \vec{J}_s dS' \quad \text{yama üzerinde} \quad (2.22)$$

Burada  $\overline{\overline{G}}_t$ , Green Fonksiyonunun Eş.2.20 ve Eş.2.21'de verilen,  $x$  ve  $y$  yönündeki akım bileşenlerinin yine sadece  $x$  ve  $y$  yönünde oluşturdukları alanları ilgilendiren terimlerini ( $G_{xx}, G_{yx}, G_{xy}, G_{yy}$ ) temsil etmektedir. Eş.2.22, spektral uzamda elektrik alan integral eşitliğinin çözümü temeline dayanan Moment Metod ile çözüldükten sonra  $\vec{J}_s$ , yüzey akımları matrisi, elde edilmiş olacaktır. Sonrasında ise Eş.2.22 denkleminin daha genel bir halinin çözülmesi gerekmektedir.

$$\vec{E} = \iint_{S'} \overline{\overline{G}}_r \cdot \vec{J}_s dS' \quad \text{yama üzerinde} \quad (2.23)$$

Burada  $\overline{\overline{G}}_r$ , Green Fonksiyonunun Eş.2.22 ve Eş.2.21'de verilen,  $x$  ve  $y$  yönündeki akım bileşenlerinin  $x$ ,  $y$ , ve  $z$  yönünde oluşturduğu alanları ilgilendiren terimlerini ( $G_{xx}, G_{yx}, G_{xy}, G_{yy}, G_{xz}, G_{zx},$  ) temsil etmektedir. Eş.2.23'ün çözümü yüzey akımlarından kaynaklı yansıyan alanı vermektedir.

Yansıtıcı dizi antenlerde doğru bir tasarım yapılabilmesi için diziyi oluşturan bir parçanın tepkisinin hesaplanması gerekmektedir. Yukarıda yer alan hesaplamalar, tüm anten için yapılan hesaplamadır. Yukarıdaki hesaplama neticesinde bulunan alan üzerine, yansıtıcı

yama olmadığı durumda toprak yüzeyinden yansıyan alanın da eklenmesi neticesinde toplam yansıyan alan bulunabilir. Tek bir hücrenin analizinin yapılması için bir hücrenin etrafındaki hücrelerle olan etkileşiminin doğru biçimde hesaba katılabilmesi gerekir. Bununla ilgili olarak daha önce bahsi geçen “sonsuz dizi yaklaşımı” ileriki bölümde ele alınacaktır.

Ayrıca, yukarıdaki hesaplamada tek katmanlı bir yapı için gereken Green Fonksiyonu değerleri bulunmuştur. Birden fazla katman olduğunda Eş.2.17’de yer alan sınır değerleri denklem setinin genişletilmesi gerekmektedir. Çok katmanlı yapıların analiz edilebilmesi için literatürde bazı çalışmalar mevcuttur [90].

### 2.3 Sonsuz Dizi Yaklaşımı (Infinite Array Approach)

Bu yaklaşım ilk olarak Montgomery [8] tarafından sunulmuştur. Bu yöntemde ilk olarak tek bir eleman üzerindeki yüzey akımları ifade edilir. Ardından bu akım matrisi ve Floquet Teoremi kullanılarak, bir hücrenin faz tepkisi ve diğer parametreleri bulunur. Floquet Teoremi, bulunan yüzey akımlarının her yöne sonsuz sayıda tekrarlandığı durumda incelenen hücre üzerinde oluşan karşılıklı bağlaşım etkilerini hesaplamayı sağlamaktadır.

Floquet Teoremi ve Uygulaması: Yukarıda ifade edildiği şekilde, bir hücre üzerinde komşu hücrelerin bağlaşım etkilerini hesaba katarak yüzey akımı hesaplanabilmesi için Floquet Teoremi uygulanması gerekmektedir. Floquet Teoremi, elektromanyetik ışımaya maruz kalan sonsuz genişlikteki ve periyodik yapılar üzerindeki elektromanyetik alan değerlerini ifade etmeyi sağlamaktadır.  $L$  periyodunda yansıtıcı metal yamalarla yapılmış periyodik bir yüzey olduğunu düşünelim ve herhangi bir alan bileşenine karşılık gelen bir  $u(z)$  fonksiyonu tanımlayalım. Bu durumda, sonsuz periyodik yapının birbirini takip eden eş noktalarından ardaşık olanların arasındaki oran hep aynı kalmalıdır. Bu oran, bir faz farkı ile sönümlenme katsayısının karşılığı olmalıdır [91][92].

$$\frac{u(z + L)}{u(z)} = \frac{u(z + 2L)}{u(z + L)} = \dots = \frac{u(z + mL)}{u(z + (m - 1)L)} = C = \text{sabit} \quad (2.24)$$

Buradan  $u(z)$  için aşağıdaki genel ifadeye ulaşılır:

$$u(z + mL) = C^m u(z) \quad (2.25)$$

$$C = e^{-j\beta L}, \quad \beta \rightarrow \text{kompleks} \quad (2.26)$$

Burada  $\beta$  değerinin kompleks olması, faz farkı ve sönümlenmenin birlikte temsil edilmesini sağlamaktadır. Şimdi farklı bir fonksiyonu ele alalım:

$$R(z) = e^{j\beta z} u(z) \quad (2.27)$$

Bu durumda,  $R(z+L) = e^{j\beta(z+L)} u(z+L) = R(z)$  olacaktır. Dolayısıyla yeni tanımlanan  $R(z)$  fonksiyonu  $L$  periyoduna sahip periyodik bir fonksiyondur. Bilindiği üzere her periyodik fonksiyon, Fourier serisi toplamı olarak yazılabilir.  $R(z)$  fonksiyonunun yazımı ise aşağıdaki gibi olacaktır:

$$R(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{-j\left(\frac{2n\pi}{L}\right)z} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_n e^{j\left(\frac{2n\pi}{L}\right)z} \quad (2.28)$$

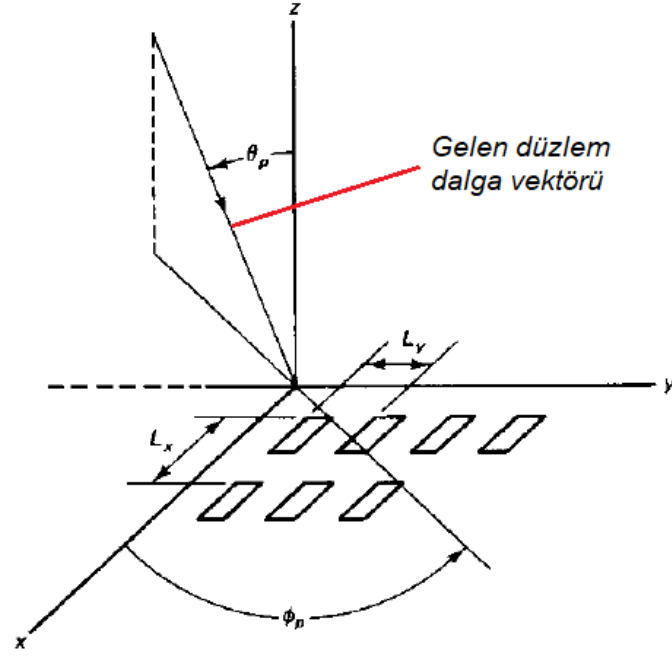
Bu denklemi, Eş.2.27 ile birlikte ele aldığımızda alan değerine karşılık gelen  $u(z)$  fonksiyonu aşağıdaki şekle dönüşür.

$$u(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{-j\beta_n z} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_n e^{j\beta_n z} \quad (2.29)$$

$$\beta_n = \beta + \frac{2n\pi}{L}$$

Eş.2.29'da verilen toplama işleminin her bir terimi Floquet harmonikleri olarak tanımlanır. İki boyutlu bir yüzeyin düzlem dalga ile aydınlatıldığı bir örneği ele alacak olursak,  $\beta$  değeri geliş açısına bağlıdır ve anlaşılacağı üzere Floquet modların belli bir kısmı uzak alana taşınabilir. Geri kalanı, sönümlenen dalga (evanescent wave) şeklinde kendini gösterecektir. Çünkü her mod için dalga sayıları,  $k_x^2 + k_y^2 + \beta_n^2 = k_0^2$  bağıntısına uymalıdır.

Floquet teoreminin, iki boyutlu düz ve periyodik bir yapının  $(\theta_p, \varphi_p)$  geliş açısına sahip düzlem dalga ile aydınlatıldığı özel duruma uygulanışı aşağıdaki şekildedir.



Şekil 2.3 - Düzlem dalga ile aydınlatılan iki boyutlu sonsuz simetrik yüzey

Gelen düzlem dalga şu şekilde ifade edilir (Şekil 2.3):

$$U_i = A_i e^{-jk_x x - jk_y y + jk_z z} \quad (2.30)$$

$$k_x = k \sin\theta_p \cos\phi_p, \quad k_y = k \sin\theta_p \sin\phi_p, \quad k_z = k \cos\theta_p$$

Burada  $U_i$  herhangi bir dalga bileşeni olarak düşünülebilir. Yansıyan alan  $U_r$ , Floquet teoremi kullanılarak, sonsuz sayıda,  $z=0$  düzleminde,  $x$  ve  $y$  yönünde ilerleyen, farklı genlik ve yayılma sabitine sahip dalgaların toplamı şeklinde ifade edilir.

$$U_r = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_{mn} e^{-jk_{xm} x - jk_{yn} y} \quad (2.31)$$

$$k_{xm} = k_x + \frac{2m\pi}{L_x} \quad k_{yn} = k_y + \frac{2n\pi}{L_y}$$

Burada  $L_x$  ve  $L_y$ , yansıtıcı yüzeyin  $x$  ve  $y$  yönündeki periyodlarıdır.  $U_r$  değerinin dalga denklemini sağlaması gerektiği düşünüldüğünde, tüm uzaydaki yansıyan alan, bilinmeyen  $B_{mn}$  katsayıları cinsinden aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$U_r(x, y, z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_{mn} e^{[-jk_{xm}x - jk_{yn}y - j\beta_{mn}z]} \quad (2.32)$$

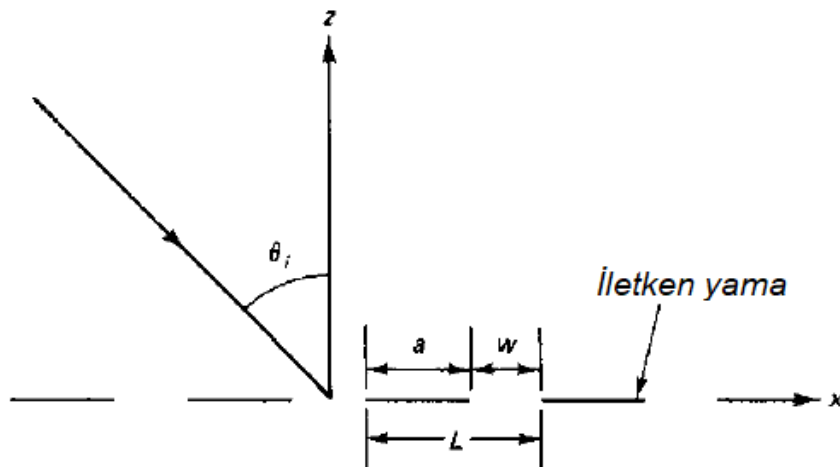
$$\beta_{mn} = (k^2 - k_{xm}^2 - k_{yn}^2)^{\frac{1}{2}}$$

Belirlenen geometride, uzaya yansiyarak dönen dalgalar  $z$  yönünde ilerleyen dalgalardır. Bu dalgalara ilişkin yayılma sabiti  $\beta_{mn}$  ise gelen dalga açıları  $(\theta_p, \varphi_p)$  ile  $m$  ve  $n$  değerlerine göre gerçel veya sanal olabilir. Gerçel olduğu durumda, bu Floquet modu, uzaya gerçek enerji taşıyor demektir. Sanal olan modlar ise sönmülenen dalgalardır.

Problemin çözümünü basitleştirmek için üç boyutlu bu problemi iki boyuta indirgemek oldukça faydalı olacaktır. Bunun için geliş açısı setinin  $(\theta_p, \varphi_p) = (\theta_i, \pi)$  seçilmesi yeterlidir. Böylelikle yansıma düzlemi  $x$ - $z$  düzlemi olarak belirlenmiş olur. Bu durumda incelenecek geometri Şekil 2.4'teki gibi olacaktır.

İlave sadeleştirme olarak, gelen düzlem dalganın polarizasyonu belirlenebilir. Eğer TE polarizasyonu seçilirse  $E_x = E_z = 0$  olacak,  $E_y$  ise iletken yamalar üzerinde Dirichlet Sınır Koşullarına ( $E_y = 0$ ) uyacaktır. Eğer TM polarizasyonu seçilir ise  $H_x = H_z = 0$  olacak, bu durumda ise  $H_y$ , yama üzerinde, Neumann Sınır Koşullarına ( $\partial H_y / \partial y = 0$ ) uyacaktır. Bu tez çalışmasında kullanılan polarizasyon ile de uyumlu olması açısından burada TE polarizasyonu için yapılacak çıkarım ile yetinilecektir.

$z > 0$  bölgesinde  $E_y$  elektrik alanının üç bileşeni olacaktır. Bunlar, gelen dalga  $E_{yi}$ , uzamsal yansıyan dalga  $E_{ri}$  ve yamalardan kaynaklanan saçılan dalga  $E_{ysl}$  olarak sayılabilir.



Şekil 2.4 - İki boyuta indirgenmiş Floquet Teoremi uygulaması

$$E_y = E_{yi} + E_{yr} + E_{ys1}$$

$$E_{yi} = A_0 e^{+jqz - j\beta x}$$

$$E_{yr} = -A_0 e^{-jqz - j\beta x}$$

$$E_{ys1} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_n e^{-jq_n z - j\beta_n x} \quad (2.33)$$

$$q = k \cos \theta_i \quad \beta = k \sin \theta_i$$

$$\beta_n = \beta + \frac{2n\pi}{L} \quad k^2 = q_n^2 + \beta_n^2$$

Bilinmeyen  $B_n$  katsayılarının bulunabilmesi için sınır koşullarının uygulanması gerekmektedir (yama üzerinde  $E_y=0$ ).  $E_{yi}$  ve  $E_{ri}$  bileşenlerinin  $z=0$  için bu şartı sağladığı görülmektedir.  $E_{ys1}$  ise aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$E_{ys1}(x, z = 0) = \begin{cases} 0 & \left(-\frac{L}{2} < x < -\frac{w}{2}\right) \cup \left(\frac{w}{2} < x < \frac{L}{2}\right) \\ f(x) & -\frac{w}{2} < x < \frac{w}{2} \end{cases} \quad (2.34)$$

Eş.2.33 ve Eş.2.34'te yer alan  $E_{ys1}$  ifadeleri birbirine eşitlenip her iki taraf da  $e^{+j\beta_m x}$  ile çarpılıp bir periyot üzerinden integral alınmalıdır. Yamaya denk gelen kısımda  $E_{ys1}=0$  olduğundan integral yamanın olmadığı kısma indirgenecektir. Bu bir sınır koşulu uygulaması olduğundan  $z=0$  olacağı unutulmamalıdır.

$$\int_{-w/2}^{w/2} f(x') e^{+j\beta_m x} dx' = \int_{-L/2}^{L/2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_n e^{-j\beta_n x' + j\beta_m x'} dx' \quad (2.35)$$

Bu denklemin sağ tarafından toplama ve integral işaretleri yer değiştirebilir. Trigonometrik bağıntılar kullanılarak integral alındığında, denklemin sağ tarafının  $m=n$  haricindeki tüm değerlerde 0 olduğu görülecektir. Sonuç olarak, bu eşitliği  $n$  için tekrar yazıp bilinmeyen sabiti yalnız bıraktığımızda aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$B_n = \frac{1}{L} \int_{-w/2}^{w/2} f(x') e^{+j\beta_n x} dx' \quad (2.36)$$



Görüldüğü üzere, yamalar arasındaki bölge üzerindeki akım fonksiyonu ifadesi cinsinden bilinmeyen Floquet modları genlikleri bulunmuştur. Bu ifade, Eş.2.33'teki  $E_{ys1}$  eşitliğinde yerine yazılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$E_{ys1} = \int_{-w/2}^{w/2} f(x') G_1(x, z; x', 0) dx' \quad (2.37)$$

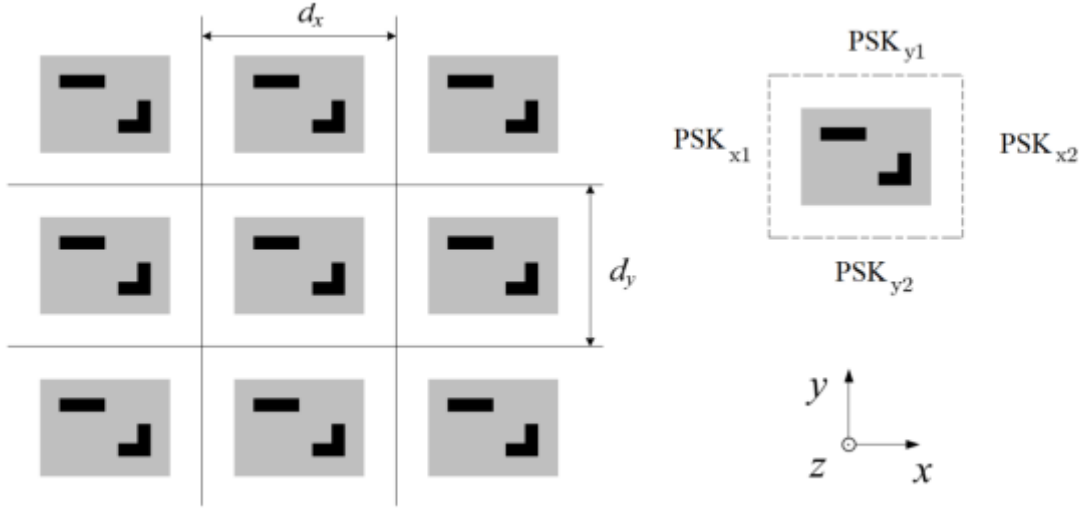
$$G_1(x, z; x', 0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{L} e^{-jq_n z - j\beta_n(x-x')} \quad (2.38)$$

Eş.2.38'da, yukarıda belirlenen geometri için geçerli olan Green Fonksiyonu verilmiştir. Eş.2.37'deki elektrik alan ifadesi yamalardan kaynaklı saçılan alandır. Bu denklemdeki bilinmeyen  $f(x')$  değerlerinin Moment Metodu ile bulunabilmesi için, integral ifadesi bir toplama dönüştürülmeli, ardından denklemin sol tarafı için  $z=0$ 'daki sınır koşulları üzerinden  $[E]=[Z][J]$  formunda bir matris eşitliği elde edilmelidir.

Dielektrik alttaşı içindeki alan bileşenleri için ise,  $z=0$ 'da elektrik ve manyetik alanın teğet bileşeninin sürekli olması koşulu kullanılmalıdır. Buna ilişkin işlemlere burada yer verilmeyecektir, ayrıntılara [92] referansından ulaşılabilir.

Yapılan işlemleri özetlemek gerekirse, Floquet teoreminin bir sonucu olarak yansıtıcı dizi anteni oluşturan birim hücreler, ana eksen  $z$  olan,  $x$  ve  $y$  yönlerinde periyodik sınır koşulları uygulanacak bir dalga kılavuzuna benzer hale gelmiştir (Şekil 2.5). Floquet Teoremi ile alan ifadesi sonsuz bir toplam şeklinde yazıldığında, her bir hücrenin kenarlarındaki alan değerlerinin, gelen dalganın açısı ve frekansı ile ilgili bir kayma haricinde, birbirini tekrar etmeye zorlanmış olmaktadır. Sınır değerlerinin bu şekilde uygulanması neticesinde bulunacak alan değerlerinin içerisinde komşu hücreden gelen bağlaşım etkileri de dahil olacaktır.

Açıklandığı üzere, bu yöntem kullanılarak, tek bir yansıtıcı ve tanımlanan tekrarlama yüzeylerindeki sınır koşulları kullanılarak sonsuz sayıda yansıtıcıya sahip olduğu kabul edilen bir antenin birim hücre analizi yapılabilmektedir.



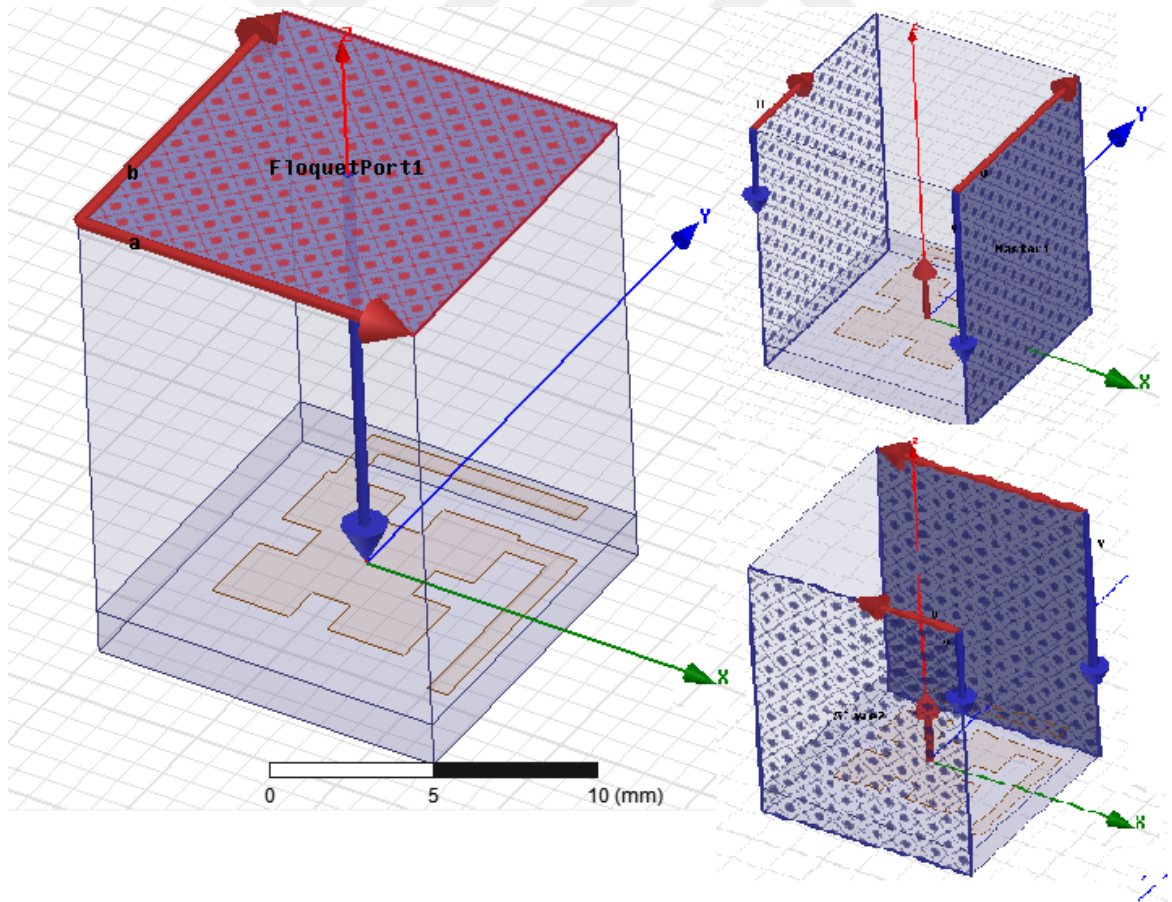
Şekil 2.5 - Periyodik Sınır Koşulları uygulanan Sonsuz periyodik yapı [89]

Bu yaklaşımla ilgili iki temel sorun bulunmaktadır. Bunların ilki, üretilen hiçbir anten sonsuz boyutta olmayacaktır. Dolayısıyla, üretilen antenin kenar kısımlarına gidildikçe, bu yöntem kullanılarak bulunan sonuçlarda sapmalar olacaktır. Ne var ki, yansıtıcı dizi anten analizlerinde, besleme anten hemen her zaman yansıtıcı yüzeyin orta kısmını hedef alır. Kenardaki hürelere ulaşan güç nispeten düşüktür. Işın doğasında var olan bu özellik, söz konusu sorundan kaynaklı hata payını azaltır. İkinci sorun ise, bu yaklaşımda ele alınan birim hücrenin etrafındaki birim hücrelerin ele alınan hücre ile bire bir aynı olduğunun varsayılması ve karşılıklı bağlaşım etkilerinin buna göre hesaplanmasıdır. Ancak anten tasarımında her hücrenin şekli, faz ihtiyacının durumuna göre, komşu hücrelerle farklılık gösterecektir. Bu durum ilave bir hata payı anlamına gelmektedir. Bilim dünyasında, daha kesin sonuç veren bir yöntem arayışı olduğu söylenebilir. Ancak son zamanlarda yapılan çalışmalar ele alındığında, herşeye rağmen mevcuttaki en iyi sonucu veren yöntemin bu olduğu kabul edilmelidir.

Yansıtıcı dizi anten birim hücre analizi, diferansiyel denklem temelli nümerik metodlarla da çözülebilir. Bu metodların en bilineni FEM (Finite Element Method)'dir. Bu metod, Moment Metod gibi integral eşitliği temelli metodlardan farklı olarak, Maxwell denklemlerinden elde edilen kısmi diferansiyel eşitliklerin ayrıklaştırılması yoluyla çalışır. Sınırlı hacimler için uygun olan bu metod, tam uyumlanmış soğurucular ve soğurucu sınır koşulları gibi teknikler ile birlikte açık geometriler için de kullanılabilir hale gelmiştir. Bu yöntemde, ele alınacak geometri, tek, iki veya üç boyutlu olmasına göre, çizgi, üçgen veya tetrahedral elementlere parçalanır. Hesaplama alanının, sınırlı parçaların birleşimi olarak

ifade edilmesi suretiyle, karmaşık şekilli yapıların, homojen olmayan materyallerin ve hızlı değişen alan bileşenlerinin daha yüksek kesinlikle modellenebilmesi avantajını sağlar. Bu parçaları ifade eden koordinat bilgisi ile birlikte her bir parça için malzeme parametreleri, kaynak ve sınır koşulları da belirlenmelidir. Sonrasında her bir parçanın, çözülen probleme uygunluğuna göre, köşelerindeki veya kenarlarındaki bilinmeyen fonksiyon değerleri, katsayıları bilinmeyen temel fonksiyonların toplamı olarak yazılır. Bu fonksiyonlar genelde doğrusal fonksiyonlar veya daha yüksek dereceli polinomlar olarak seçilir. Her bir parça için tanımlanan matrisler bir araya getirilerek global matris eşitliği elde edilir ve sınır koşulları uygulanmak suretiyle çözümler yapılır. Sonrasında yansıyan alan ve diğer parametreler hesaplanabilir [93].

Bu tez çalışmasında kullanılan paket program Ansys® HFSS™ (High Frequency Structure Simulator) yazılımında, FEM ile Floquet Teoremi uygulaması yoluyla birim hücre analizi gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.6’da HFSS Floquet Modelinin nasıl çalıştığı gösterilmiştir.



Şekil 2.6 - HFSS Floquet Modeli Gösterimi

Bu modelde birim hücrenin üstünde bir alan sınır koşulu bulunmaktadır. Burada Floquetport1 olarak görünen yüzeyde  $x$  ve  $y$  polarizasyonunda iki düzlem dalga tanımlanmıştır. Yan yüzeylerde ise; birbirine bakan yüzeylerden biri *Master* diğeri *Slave* olarak seçilmiş, böylece yazılımın bu yüzeylerdeki alan değerlerini komşu hücrelerde uygulaması sağlanmıştır. Bu yazılım ile birim hücrenin tüm parametreleri, analiz metodunun sınırları içerisinde, elde edilebilmiştir.

FEM metodu, problemi bir hacim içerisinde tanımlayarak çözdüğü için özellikle çok katmanlı yapıda daha doğru sonuç vermesi beklenir. Bununla birlikte hesaplama yükü açısından da, genel itibariyle Moment Metoda göre daha iyi performans sergilediğinden, üretilen tam boyutlu antenin tam dalga analizi için HFSS programında yine FEM metodu kullanılmıştır.

### 3. MODELLEME VE OPTİMİZASYON ÇALIŞMALARI

Bu tezde, iki farklı tam boyutlu anten incelemesi yapılmıştır. Bu antenlerin her ikisi de Minkowski fraktal yansıtıcılara sahiptir ancak faz değişimi Minkowski fraktalları ile daha önce yapılan çalışmalarda görüldüğü üzere fraktalın rezonans boyutunu belirleyen parametre üzerinden yapılmamıştır. Antenlerin biri tek katmanlı olup fraktal yansıtıcıya faz geciktirme eklentisi eklemek suretiyle faz değişimi elde edilmiştir. İkinci antende ise iki dielektrik katman kullanılmış, faz değişimi ise yarık bağlaşımlı geciktirme eklentisi ile sağlanmıştır.

Bir yansıtıcı dizi antenin tasarım parametreleri aşağıdaki şekilde sıralanabilir:

- Dielektrik malzemenin elektrik geçirgenlik sabiti ( $\epsilon_r$ )
- Dielektrik malzemenin kalınlığı
- Yama boyutu ve yama şekliyle ilgili, varsa, diğer parametreler,
- Ana hüzme yönü
- Besleme yönü ve konumu

Yukarıda yer verilen parametrelerin bir kısmının daha geniş bir değerlendirme ile açıklanması gerekmektedir.

Bu çalışmada X-bantta çalışacak bir anten tasarlanması planlanmıştır. Merkez frekans 10GHz olarak seçilmiştir. Tam dalga analizinin yapılabilmesine ilişkin hesaplama gereklerinden ötürü anten dizisinin 200 ile 250 arası olması düşünülmüş, 17x13'lük, toplam 221 elemanlı bir dizi uygun görülmüştür.

#### 3.1 Yansıtıcı Dizi Anten Tasarım Parametreleri

Yansıtıcı dizi anten tasarımında ele alınması gereken anahtar kavramlar aşağıdaki gibidir [2][94].

$f/D$  (Odak uzaklığı / Anten Büyüklüğü) Oranı ve Verim:  $f/D$  oranında,  $f$  yansıtıcı antenin besleme anteninin faz merkezi ile antenin merkezi arasındaki mesafeyi (odak uzaklığı),  $D$  ise yansıtıcı dizi anten yüzeyinin çapına (veya köşegenine) karşılık gelmektedir. Yansıtıcı antenlerde iki tür verim tanımlanmaktadır. Bunlardan ilki aydınlanma verimi, ikincisi ise taşma verimi olarak sayılabilir. Bu kavramları açıklamadan önce, yansıtıcı dizi antenlerde kullanılan boynuz besleme antenlerinden bahsetmek uygun olacaktır.

Boynuz antenler, yönlü antenlerdir. Bu antenlerin ürettiği alan ifadesi kapalı formda aşağıdaki eşitliklerle verilmektedir [95].

$$\vec{E}(\vec{r}) \sim \frac{e^{-jkr}}{r} [\hat{\theta} U_{Em}(\theta)(ae^{j\psi} \cos\varphi + b \sin\varphi) \quad (3.1)$$

$$+ \hat{\phi} U_{Hm}(\theta)(-ae^{j\psi} \sin\varphi + b \cos\varphi)]$$

$$U_{Em}(\theta) = \cos^{q_E} \theta \quad (3.2)$$

$$U_{Hm}(\theta) = \cos^{q_H} \theta \quad (3.3)$$

Burada  $U_{Em}$  ve  $U_{Hm}$ ,  $E$  ve  $H$  düzlemi örüntü fonksiyonlarını ifade etmektedir ve kosinüs fonksiyonunun  $q_E$  ve  $q_H$  üsleri şeklinde gösterilir. Pek çok boynuz antende bu değerler yaklaşık olarak birbirine eşittir ( $q_E = q_H = q$ ). Eş.3.1'de yer alan  $(a, b, \psi)$  değişkenleri, besleme anteni olarak kullanılan boynuz antenin kutuplanmasının belirlenmesine ilişkin parametrelerdir. Örneğin,  $x$  yönünde doğrusal polarize olmuş bir kaynak için  $(a, b, \psi) = (1, 0, 0)$  seçilmelidir.  $y$  yönünde doğrusal polarizasyon için ise  $(a, b, \psi) = (0, 1, 0)$  seçilmelidir. Burada yapılacak verim hesabında  $U_{Em}$  ve  $U_{Hm}$  fonksiyonlarının kullanılması yeterlidir.

Anten sistemlerinin verim ve kazanç ifadeleri ile ilgili genel denklemler aşağıda verilmiştir.

$$G_0 = \eta_{ap} D_0 \quad (3.4)$$

Burada  $G_0$  en yüksek kazanç,  $D_0$  en yüksek yönlülük,  $\eta_{ap}$  ise yüzey açıklık verimi olarak ifade edilebilir. Anten verimi,  $\eta_{ap}$ , dört farklı verim faktörünün çarpımıdır.

$$\eta_{ap} = \eta_a \eta_t \eta_r \eta_b \quad (3.5)$$

Burada

$\eta_a$  : Aydınlanma verimi

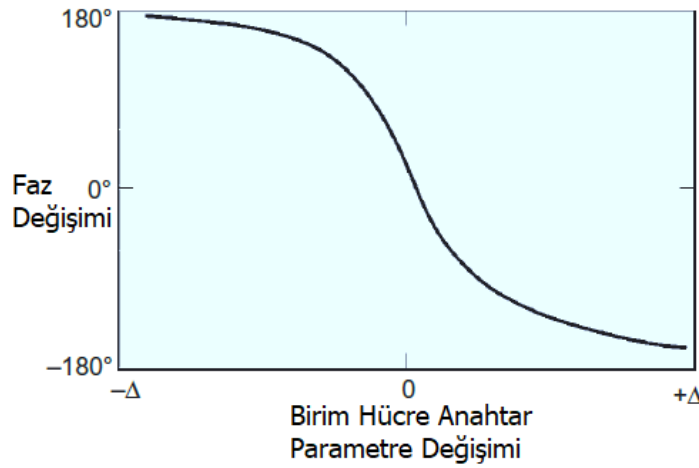
$\eta_t$  : Taşma verimi

$\eta_r$  : Işıma verimi

$\eta_b$  : Başarı verimi

olarak ifade edilir. Yansıtıcı dizi antenlerde verim hesabının detayları Bölüm 3.2'de verilmiştir.

Faz eğrisi genişliği ve eğimi: Mikroşerit yansıtıcılar, üzerlerine gelen ve yansıyan dalga arasında bir faz farkı oluşmasına sebep olur. Bu yansıtıcılar, bir dizi anten elemanı olarak kullanılabilir. Birim hücre olarak nitelenebilecek bu yansıtıcıların üzerindeki fiziksel bir parametrenin değiştirilmesi suretiyle farklı faz değerleri elde edilebilmektedir. Besleme anteninden gelen dalganın belli bir yöne yönlendirilebilmesi için 0-360° aralığında tüm faz değerlerinin elde edilebileceği bir parametre bulunması gerekmektedir. Pratikte 330°'ye kadarlık yansıtıcılar ile de tasarım yapılabilir ancak faz karşılığı olmayan kısımlarda ya en yakın değerdeki yansıtıcı kullanılmakta ya da o bölge boş bırakılmaktadır. İki durum da yansıyan hüzmenin genişliği ve verim üzerinde olumsuz etkiye sebep olmaktadır.



Şekil 3.1 - Tipik "S" Şeklindeki Birim Hücre Faz Eğrisi

Birim hücredeki anahtar faz parametresi ile faz eğrisi arasındaki ilişkiyi açıklamak gerekirse, genelde kullanılan mikroşerit yansıtıcılarda, Şekil 3.1'de görüldüğü üzere, parametre değişiminin baş kısımlarında ve son kısımlarında fazın bu değişime verdiği tepki azalmaktadır. Bunun sebebi, birim hücrenin boyutunun, gelen dalganın dalgaboyuna karşılık gelen rezonans boyutundan uzaklaşması ve bundan dolayı aralarındaki bağlaşımın azalmasıdır. Orta kısımlarda ise bağlaşım en yüksek seviyede, dolayısıyla faz değişimi de görece daha hızlıdır. Faz eğrisinin eğimi, yapılan tasarımda, mümkün olduğu kadar düşük tutulmaya çalışılır. Böylece üretim hatalarının faz değerlerine yansıma oranı azaltılmış olur.

Birim eleman örüntüsü: Yansıtılan hüzmenin yeterince dar olabilmesi için, enerjinin büyük bölümünü yansıtan antenin orta kısmındaki yansıtıcıların dar hüzme genişliği örüntüsüne sahip olması gerekir. Öte yandan, kenarlarda kalan yansıtıcıların, besleme anteninden

gelen sinyalin daha çoğunu alabilmeleri için hüzme genişlikleri fazla olmalıdır. Ancak literatürdeki örneklerin pek çoğunda, tasarımda kolaylık sağlanması için aynı cins yansıtıcılar kullanılmaktadır.

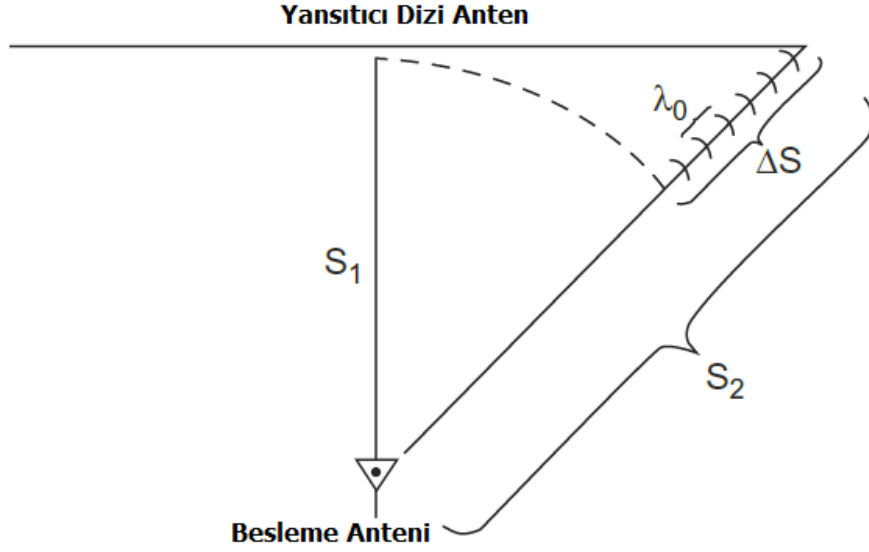
Bantgenişliği: Bir yansıtıcı dizi antenin bantgenişliği dört faktöre bağlıdır. Bunlar, besleme antenin bantgenişliği, anten elemanlarının periyodu, birim yansıtıcının performansı, diferansiyel uzamsal faz gecikmesi olarak sıralanabilir. Son iki faktörün bantgenişliği üzerinde daha çok etkisi olduğu söylenebilir. Sade bir mikroşerit yapının 3dB frekans bantgenişliği, dielektrik katman kalınlığı artırılarak %15 civarına kadar artırılabilir. Ancak bu durumda antenin hüzme genişliği de artacaktır. Bu noktada bir ödünleşim ortaya çıkmaktadır.

Diferansiyel uzamsal faz gecikmesi, yansıtıcı dizi antenlerdeki bantgenişliğini kısıtlayan başlıca faktörlerden biridir. Bilindiği üzere, yansıtıcı anten üzerindeki her bir hücrenin faz değeri, besleme anteniyle aradaki mesafeye göre belirlenmektedir. Besleme antenin faz merkezi ile olan mesafeden kaynaklı faz gecikmesi, birim hücrenin kendi faz değişimi ile telafi edilmekte ve hüzmenin belli bir yöne yönlendirilmesi mümkün olabilmektedir. Yansıtıcıların faz değerleri, yayın yapılan merkez frekansa göre belirlenmektedir. Şekil 3.2’te görüldüğü üzere, kenarlara gidildikçe artacak şekilde, frekans değiştikçe besleme faz merkezi ile yansıtıcı arasındaki elektriksel mesafe değişmektedir. Bu da belirlenen fazların belli bir yöne yönlendirme yapamamaya başlamasına yol açmakta, sonuç olarak antenin bantgenişliğini olumsuz yönde etkileyecektir. Bu faktörden kaynaklanan etki  $f/D$  (odak uzaklığı/anten boyutu) oranı arttıkça veya dizi antenin elektriksel boyu azaldıkça azalmaktadır. Burada da yine bir ödünleşim olması gerektiği görülmektedir.

Literatürde farklı bantgenişliği tanımları mevcuttur. Bu çalışmada, ana hüzme yönünde ölçülen elektrik alan güç değerinin, gelen dalga frekansına göre, en yüksek değerinden, frekansın arttığı ve azaldığı yönleri doğru gidildikçe, yarıya düştüğü frekans aralığı, 3dB frekans bantgenişliği olarak tanımlanmış ve kullanılmıştır.

Çapraz polarizasyon: Mikroşerit yansıtıcılarda çapraz polarizasyon örüntüsü eş polarizasyon örüntüsü ile, büyüklüğü belli oranda az olmakla birlikte şekil itibarıyla örtüşmektedir.





Şekil 3.2 - Diferansiyel Uzamsal Faz Gecikmesi Gösterimi

Yan kulakçık seviyesi: Elektriksel olarak büyük (örn. kazanç  $> 30\text{dB}$ ) yansıtıcı dizi antenlerin kenar kısmındaki elemanların yansıttığı enerji, oran olarak merkez elemanların yansıttığından düşüktür. Gerek boynuz antenin örüntüsü gerekse birim yansıtıcıların hüzmeye genişliklerinin dar oluşu bunu zaruri kılmaktadır. Bu sayede, bu antenlerin yan kulakçık seviyeleri düşük tutulabilmektedir. Öte yandan, ana hüzmeye yönü ile kaynak ve kaynağı sabitlemek için kullanılan mekanik yapı düzgün ayarlanmaz ve gelen sinyalin engellenmesine neden (blokage) olursa, bu, ilk yan kulakçık seviyesinin istenmeyen seviyelere çıkmasına neden olabilmektedir. Ayrıca, yüzey normali haricinde bir doğrultudan besleme yapıldığı durumda uzamsal yansıyan alan da yan kulakçık seviyesinde artışa sebep olabilir.

Karşılıklı bağlaşım: Bağlaşım etkileri, düşük profil antenlerde, diğer anten türlerine göre, yapının doğası gereği, daha düşüktür. Ancak birim hücre tasarım aşamasında, özellikle küçültülmüş yansıtıcı dizi anten tasarımı sırasında, göz önünde bulundurulması gereken bir etkidir. Bu etkinin en doğru biçimde yansıtılabildiği analiz teknikleri üzerinde akademik araştırma konusu halen canlı bir konudur.

Birim eleman hüzmeye genişliği: Yansıtıcı hücrelerin hüzmeye genişlikleri düşük olduğu durumda kenarlarda yer alan hücreler yeterince beslenemeyecektir. Hüzmeye genişliği büyük olduğu durumda ise enerjinin büyük kısmını yansıtan orta kısımdaki yansıtıcılardan dolayı dizi antenin kazancı düşecektir.

Birim hücre periyodu: Periyodun düşük tutulması bantgenişliğini artıracak ancak karşılıklı bağlaşım etkilerini artıracaktır. Ayrıca verim açısından, tekrarlayan ana hüzmeye (grating lobe) oluşumunun engellenmesi gerekmektedir. Bunun sağlanması için  $d/\lambda \leq 1/(1+\sin \theta)$  eşitsizliğin sağlanması gerekmektedir. Burada  $d$ , dizi elemanları arasındaki mesafe,  $\theta$  ise kaynaktan gelen dalganın geliş açısı ile yansıyan ana hüzmeyi anten oryantasyonunun ana yönü ile (broadside direction) yaptığı açıdan büyük olan, olarak ifade edilir. Küçültülmüş anten tasarımında tekrarlayan ana hüzmeye oluşması riski olmadığı söylenebilir.

Güç: Yansıtıcı dizi antenlerin RF güç kapasiteleri oldukça yüksektir. Yüksek güçlü bir besleme kullanılmış olsa bile çok sayıda yansıtıcı olduğundan, yansıtıcı başına düşen RF güç miktarı yeterince düşük olacaktır. Örneğin kazanç dahil 1 Watt çıkış gücü olan bir besleme ile 250 elemanlı bir dizi anten aydınlatıldığında, antendeki her bir eleman başına ortalama sadece 4 mW güç düşecektir ki oldukça düşük bir değerdir.

### 3.2 Yansıtıcı Dizi Antenlerde Verim Hesabı

Yansıtıcı antenlerde yüzey açıklık veriminin, dört farklı verim ifadesinin çarpımı olarak verildiği ifade edilmişti. Bunlar, aydınlanma verimi ( $\eta_a$ ), taşma verimi ( $\eta_t$ ), ışımaya verimi ( $\eta_r$ ) ve başarı verimidir ( $\eta_b$ ). Bunlar cinsinden toplam verim aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\eta_{ap} = \eta_a \eta_t \eta_r \eta_b \quad (3.6)$$

Yansıtıcı antenler için tanımlanan bu genel verim ifadelerinden, yansıtıcı dizi antenler için, literatürde yer alan çalışmalarda, aydınlanma verimi ve taşma verimi hesaplanmakta, diğer iki verim ifadesinin hesaba katılmasına gerek görülmemektedir [96][2]. Hesaba katılmayan iki verim ifadesi ışımaya verimi,  $\eta_r$  ve başarı verimi,  $\eta_b$  olarak sıralanır. Işımaya verimi, antendeki metal yüzeylerden kaynaklı omik kayıplara ve dielektrik kayıplara karşılık gelen bir verim ifadesidir. Kullanılan iletkenin iyi iletken (bakır) ve kullanılan dielektrik malzemenin ince ve düşük kayıp tanjantlı olması sayesinde yansıtıcı dizi antenlerde 1'e çok yakın bir değer olacaktır.

Bu çalışma kapsamında kullanılan dielektrik malzemelerin kayıp tanjantı 0.0027 olup düşük kayıplı malzeme sınıfına girmektedir. Tasarlanan birim hücrelerde yansıyan alanın büyüklüğündeki kayıp da -0.3dB'den düşük olmaktadır. Bu değer, tasarlanan antenlerin toplam verimine yansımaları %1.7-2 arasında olacağından literatürdeki çalışmalara paralel

olarak, bu çalışmada da toplam yüzey açıklık verimi hesabında ışınma verimi göz önünde bulundurulmamıştır.

Başarı verimi ise farklı verim ifadelerinin çarpımı şeklinde aşağıdaki bağıntıyla verilmektedir [97].

$$\eta_b = \eta_{rs}\eta_{cr}\eta_{blk}\eta_{\phi} \quad (3.7)$$

Burada

$\eta_{rs}$  : Yüzey şekil bozukluğu verimi

$\eta_{cr}$  : Çapraz polarizasyon verimi

$\eta_{blk}$  : Yüzey blokaj verimi

$\eta_{\phi}$  : Faz hata verimi

olarak ifade edilir.

$\eta_{rs}$  yansıtıcı yüzeyin düzgünlüğü ile ilgili bir verim ifadesidir. Yüzeyin pürüzlülüğünün ortalama değeri cinsinden ifade edilebilir. Bu ortalama değer  $\delta \ll \lambda$  olduğunda bu verim %100'e yakın olmaktadır.  $\eta_{cr}$ , besleme anteninden ve yansıtıcı yüzeyden çapraz polarizasyon nedeniyle kaybolan gücün oranına ilişkin bir ifadedir. Tasarlanan yansıtıcı dizi antenin ve beslemede kullanılan boynuz antenin çapraz polarizasyon seviyelerinin durumuna göre yine %100'e yakın bir değer alacaktır.

Tasarlanan antenin durumuna göre bazen besleme anteni, alıcı anten ile yansıtıcı yüzey arasına girmekte ve gücün bir kısmının yan kulakçık bölgelerine saçılmasına sebep olmaktadır.  $\eta_{blk}$ , bu etki ile ilişkili bir verim ifadesidir. Yüzey normali haricinde bir doğrultudan beslenen antenlerde bu verim ifadesi de 1'e yakın olacaktır.

Faz hataları, besleme antenin düzgün yerleştirilmemesi, besleme anteninin faz merkezinin izotropik bir antene göre yaptığı sapma ve birim hücrelerin faz tepkisindeki hesap hatalarından kaynaklanır. Besleme anteninin yerleştirilmesi hususunda özen gösterildiğinde bu katkı önemsiz hale gelecektir. Faz merkezinin tam izotropik olmayışına ilişkin etki hesaplanabilir ve faz haritası oluşturulurken denkleme dahil edilebilir. Birim hücrelerin sapsmaları ise Floquet Teoreminin hata payı çerçevesinde en doğru şekilde hesaplanmalıdır.

Sonuç itibariyle, doğru bir tasarım ile ışığa ve başarı verim değerleri %100'e yakın olacaktır. Bu bağlamda, yansıtıcı dizi anten verimi hesaplanışında aydınlanma ve taşma verimlerinin çarpımı, toplam yüzey veriminin bulunmasında yeterli görülmektedir.

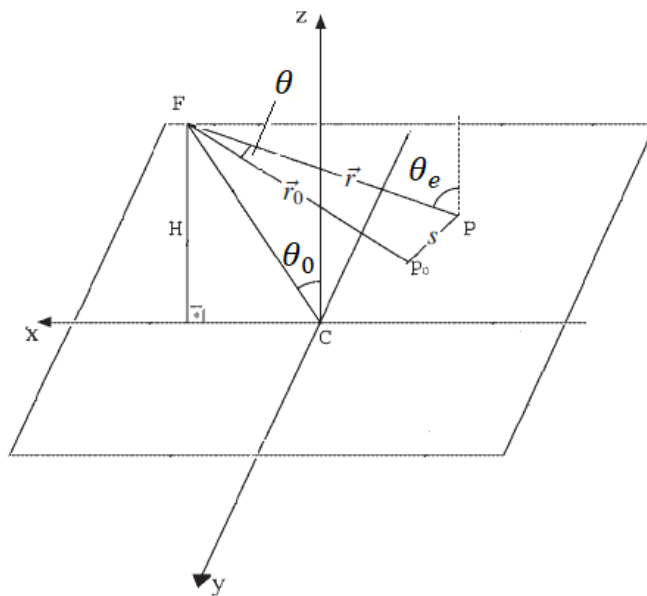
Aydınlanma verimi, besleme anteninden gelen gücün ne kadarlık bir kısmının yüzey tarafından yansıtılabildiği ile ilişkili, taşma verimi ise besleme anteninden gelen gücün ne kadarının yansıtıcı yüzeye ulaştığıyla ilişkili kavramlardır. Literatürde, anten konumu ve yansıtıcı şekli belirlenmiş bazı sistemler için kapalı form verim değerleri çıkarılmıştır. Yu vd. [96] tarafından yapılan bir çalışmada, yüzey normali haricinde bir doğrultudan beslenen antenlere ilişkin verim ifadeleri yer almaktadır. Bu formülasyon için kullanılan değişkenler Şekil 3.3'te gösterilmiştir.

Bu çalışmada, besleme boynuz antenin E ve H düzlemlerindeki güç örüntüsü eş kabul edilmiş ve aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir.

$$U_b = \begin{cases} \cos^{2q}\theta & 0 \leq |\theta| \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{Diğer tüm açılar} \end{cases} \quad (3.8)$$

Benzer biçimde, bir yansıtıcı hücre elemanının güç örüntüsü de aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$U_e = \begin{cases} \cos^{2q_e}\theta_0 & 0 \leq |\theta| \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{Diğer tüm açılar} \end{cases} \quad (3.9)$$



Şekil 3.3 - Yüzey verimi hesaplaması değişken gösterimi

Buradaki  $q$  ve  $q_e$  değerleri kullanılan boynuz anten ve birim hücre tasarımları ile ilgili katsayılardır. Taşma verimi, yukarıda ifade edildiği üzere, besleme antenince, uzayın yansıtıcı dizi anten tarafından sınırlanan kısmına doğru gönderilen güç ile antenin bulunduğu yarım uzayın tamamına gönderilen gücün oranı olarak verilir. Hesaplama yapılacak değişkenler ve açıklamaları Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3.1 - Verim hesaplaması parametreleri

Parametre	Analitik İfadesi
F noktası (Kaynak boynuz anten faz merkezi)	$F(H \tan\theta_0, 0, H)$
Kaynak besleme noktası (Kaynaktan gelen sinyalin, anten yüzeyinde en yüksek olduğu nokta)	$P_0(x_0, y_0, 0)$
Hücre pozisyonu	$P(x, y, 0)$
Kaynak ile besleme noktası arası pozisyon vektörü	$\vec{r}_0 = \overrightarrow{FP_0} = (x_0 - H \tan\theta_0)\hat{x} + y_0\hat{y} + (-H)\hat{z}$ $ \vec{r}_0  = r_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2 + H^2 \sec^2\theta_0 + (-2H \tan\theta_0)x_0}$
Kaynak ile hücre arası pozisyon vektörü	$\vec{r} = \overrightarrow{FP} = (x - H \tan\theta_0)\hat{x} + y\hat{y} + (-H)\hat{z}$ $ \vec{r}  = r = \sqrt{x^2 + y^2 + H^2 \sec^2\theta_0 + (-2H \tan\theta_0)x}$ $\hat{r} = \frac{\vec{r}}{ \vec{r} }$
Besleme noktası ile hücre arası mesafe	$s =  PP_0  = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}$
Kaynak örüntü parametresi	$\cos\theta = \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2r_0r}$
Hücre örüntü parametresi	$\cos\theta_e = \frac{H}{r}$

Yukarıda yer verilen terminoloji ve tanımlar çerçevesinde taşma verimi aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\eta_t = \frac{\iint_A \vec{P}(\vec{r}) \cdot d\vec{s}}{\iint_{\Sigma} \vec{P}(\vec{r}) \cdot d\vec{s}_{\Sigma}} \quad (3.10)$$

Burada  $\vec{P}(\vec{r})$  besleme antenden gelen güç ile ilgili olan Poynting vektörünü,  $d\vec{s}$  yansıtıcı üzerindeki sonsuz küçük bir alan vektörünü,  $A$  yansıtıcı yüzey alanını,  $\Sigma$  besleme antenin

ön kısmındaki yarım uzayı,  $d\vec{s}_\Sigma$  ise bu yarım uzaya ilişkin sonsuz küçük bir alan vektörünü ifade etmektedir. Besleme antenin faz merkezi yansıtıcı yüzeyin normal vektörü ile çakıştığı durumda, bu integralin payında alınan integralin terimi  $r$  mesafesinden bağımsız olacaktır. Nitekim yansıtıcı yüzey tarafından bloke edilen alan, merkezi besleme antenin faz merkezi olan bir küre parçası ifade edecektir. Besleme antenin faz merkezinin kaymış olması ise, yansıtıcı yüzey üzerindeki her bir nokta için farklı bir  $r$  değeri bulunmasını zorunlu kılacaktır. Taşma veriminin paydasındaki ifadede ise yarım uzayın tamamı ele alındığından integral içerisinde  $r$  değişkenine ihtiyaç duyulmayacaktır. Poynting vektörü,  $\vec{P}(\vec{r})$ , Eş.3.8'de verilen güç örüntüsüne göre küresel koordinatlarda;

$$\vec{P}(\vec{r}) = \hat{r} \frac{\cos^{2q}\theta}{r^2} \quad \left(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.11)$$

olarak bulunur. Bu durumda taşma veriminin paydasındaki integral analitik olarak hesaplanabilir.

$$\iint_{\Sigma} \vec{P}(\vec{r}) \cdot d\vec{s}_\Sigma = \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^{2q}\theta \sin\theta \, d\theta \, d\varphi = \frac{2\pi}{2q+1} \quad (3.12)$$

Taşma verimi ifadesinin payındaki integralin alınması için Poynting vektörünün kartezyen koordinatlarda yazılması gerekir.

$$\vec{P}(\vec{r}) = \frac{1}{r^3} \left( \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2rr_0} \right)^{2q} [(x - H \tan\theta_0)\hat{x} + y\hat{y} + (-H)\hat{z}] \quad (3.13)$$

Bu durumda söz konusu integral terimi aşağıdaki şekilde olacaktır.

$$\iint_A \vec{P}(\vec{r}) \cdot d\vec{s} = \iint_A \frac{H}{r^3} \left( \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2rr_0} \right)^{2q} dx dy \quad (3.14)$$

Bu integralin analitik olarak alınması oldukça güçtür, nitekim buna ihtiyaç da bulunmamaktadır. Taşma veriminin ifadesi Eş.3.14 ile Eş.3.12'de verilen ifadelerin oranından ibarettir.

Aydınlanma veriminin, besleme anteninden gelen gücün yüzey tarafından yansıtılabilme oranı ile ilgili olduğu ifade edilmişti. Bu kapsamda, aydınlanma veriminin analitik ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\eta_a = \frac{|\iint_A I(x, y) ds|^2}{A_0 \iint_A \vec{P}(\vec{r}) \cdot d\vec{s}} \quad (3.15)$$

Burada,  $A_0$  yansıtıcı yüzeyin toplam alanını ifade eder.  $I(x, y)$  ise yüzey üzerine düşen sinyalin dağılım fonksiyonudur ve besleme antene ait parametrelerin yanı sıra yüzey üzerindeki hücrelere ait örüntü parametresine de bağlı bir değişkendir.  $I(x, y)$  aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$I(x, y) \propto \frac{\cos^q \theta \cos^{q_e} \theta_e}{r} \quad (3.16)$$

Verim bulunurken örüntü fonksiyonları haricindeki tüm katsayılar sadeleşeceği için, yukarıdaki orantı, hesaplamada yeterli olacaktır.

Eş.3.16'nın paydasındaki  $r$  terimi, serbest uzaydaki genişlemeden kaynaklı kaybı temsil etmektedir. Çizelge 3.1'deki terminolojiye göre  $I(x, y)$  fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$I(x, y) \propto \frac{1}{r} \left( \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2rr_0} \right)^q \left( \frac{H}{r} \right)^{q_e} \quad (3.17)$$

Bu durumda aydınlanma verimi ifadesinin son hali aşağıdaki gibidir. Bu integralin de nümerik olarak alınması daha kolaydır.

$$\eta_a = \frac{\iint_A \frac{1}{r} \left( \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2rr_0} \right)^q \left( \frac{H}{r} \right)^{q_e} dx dy}{A_0 \iint_A \frac{H}{r^3} \left( \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2rr_0} \right)^{2q} dx dy} \quad (3.18)$$

Bu çalışma kapsamında tasarlanan antenlerin taşıma, aydınlanma ve toplam yüzey açıklık verimlerinin rakamsal değerlerinin hesaplanması ile ilgili ayrıntılara Bölüm 4.1'de yer verilmiştir.

### 3.3 Birim Hücre Tasarımı Optimizasyon Süreci

Birim hücre tasarımı, bir yansıtıcı dizi anten tasarım sürecinin en önemli basamağıdır. Bu bölümde öncelikle birim hücre parametrelerine yönelik eniyileme işlemi tarif edilecektir. Ardından tek ve çok katmanlı birim hücrelere ilişkin sonuçlar paylaşılacaktır.

Bir yansıtıcı dizi antende güç, verim, ana hüzmeye genişliği gibi kısıtlar büyük oranda besleme anteninin konumu ile ilgilidir. Bu açıdan, birim hücre tasarımında en başta öncelenmesi gereken konu faz eğrisinin genişliği ve doğrusallığı ile bantgenişliğidir. Bu çalışmada küçültülmüş bir Minkowski fraktal anteni yapılması hedeflendiği için kullanılacak yama 10 GHz frekansına ayarlanmış tek çeşit bir Minkowski fraktalı olacaktır. Bu durumda bantgenişliğinin artırılması için birim hücre yansıtıcı yamanın şeklinde değişiklik yapılması söz konusu değildir. Bantgenişliği üzerine etkisi olan diğer bir parametre yansıtıcıların sıklığıdır. Yansıtıcı yama şeklinde bantgenişliğine ilişkin bir eniyileme yapılamayacak olmakla birlikte, dizi yerleşiminde yansıtıcı parçalar yüksek sıklıkla yerleştirilerek bantgenişliğinin artırılması planlanmaktadır.

Öncelikle bu prosedüre tabi olacak ve olmayacak parametreler belirlenmeli, tabi olmayacak olanlar için değerler belirlenmelidir. Bu tezde yapılan tasarımda, tek ve çok katmanlı yapıların her ikisi için de eniyileştirme sürecinden geçmeyecek olan parametreler aşağıda verilmiştir.

Minkowski fraktal küçültme katsayısı ( $S$ ): 0.2 olarak belirlenmiştir.

Birim Hücre Genişliği: Faz geciktirme eklentisi için yeterli boşluk oluşabilmesi için  $0.4\lambda \times 0.4\lambda$  olarak seçilmiştir. Burada  $\lambda$ , antenin merkez frekansındaki dalga boyudur.

Ana yansıtıcı boyutu ( $L$ ): Eklenti veya yarık olmadığı, yalnızca ana yansıtıcının var olduğu yapı için benzetim yapılarak bulunmuştur. Yansıma kaybının en fazla olduğu boyut, gelen sinyalin yapıyla en fazla bağlaşıma uğradığı nokta olduğundan, yansıtıcının bu boyutu rezonans uzunluğu olarak belirlenmiştir. Tek katmanlı yapı için 6.86 mm, çok katmanlı yapı için ise 8.00 mm olarak hesaplanmıştır.

Dielektrik katman: Yansıtıcı dizi anten tasarım aşamaları öncelikle dielektrik tabakanın sabitlenmesi ile başlar. Dielektrik tabakaları betimleyen üç parametre vardır. Bunlar kalınlık ( $t$ ), bağıl dielektrik geçirgenlik ( $\epsilon_r$ ) ve kayıp tanjantıdır ( $\tan\delta$ ). Kayıp oranının düşük olması omik kayıpların az olması için gereklidir. Yamanın boyutlarının değiştirilmesi ile faz değişimi elde edilen geometrilerde dielektrik katmanın kalınlığının  $\lambda_0/10$ 'dan düşük olduğu durumlarda  $330^\circ$ 'ye kadar faz genişliği elde etmek mümkündür. Kalınlığın artırılması faz eğrisinin genişliğini azaltmakla birlikte doğrusallığını artırmaktadır. Faz genişliğindeki azalma aşağıdaki bağıntı ile verilmektedir [2].



$$\text{Toplam Faz} = 2\pi - 2k_{\epsilon}t \quad (3.19)$$

Burada  $k_{\epsilon}$  dielektrik malzeme içerisindeki dalga yayılma sabitidir. İfade edildiği gibi bu durum yansıtıcı boyutu değişimi ile faz değişimi elde edildiği durumlarda geçerlidir. Dielektrik katman kalınlığının faz eğrisinin doğrusallığına katkı yapacağı düşünüldüğünde mümkün olan en kalın malzeme ile işleme başlanmasının uygun olduğu düşünülmüştür.

Geciktirme eklentisi kullanılan birim hücrelerde, faz eğrisinin genişletilmesi için dielektrik sabitinin artırılması uygun bir yöntemdir. Ancak bu işlem, eklenti boyu ile faz arasındaki korelasyonu artıracığından üretim hatalarına karşı hassasiyet artacaktır. Son olarak, kullanılacak malzemenin işlenmeye uygun yeterince sert olması da bu çalışma için gereken bir özelliktir.

Tüm bu değerlendirmeler neticesinde tek ve çok katmanlı hücreler için seçilen malzemeler aşağıda yer almaktadır.

Çizelge 3.2 - Seçilen dielektrik malzemeler ve özellikleri

	Tek Katmanlı Birim Hücre	Çok Katmanlı Birim Hücre
	Rogers RO4730JXR™	Rogers RO4003C
Bağıl dielektrik geçirgenlik	3.00	3.38
Kalınlık (mm)	1.542	0.508
Kayıp tanjantı	0.0027	0.0027

Yansıtıcı parametrelerinin eniyileme süreci ile belirlenmesi: Yansıtıcıya ait eklenti genişliği, yarık boyu ve eni gibi parametreler için eniyileme prosedürü işletilmesi gerekmektedir. Sonuç itibarıyla, her iki birim hücre (tek ve çok katmanlı) tipi için öncelik sırasına göre üç kriter bulunmaktadır. Bunlar faz eğrisinin genişliğinin  $360^{\circ}$ 'yi aşması, faz eğrisi ile hedeflenen eğri arasındaki farkın minimum olması ve genliğin en az -1dB olması olarak sayılabilir. Hedeflenen eğri, gerçekleşen faz eğrisinin başladığı noktadan başlayıp bittiği noktada biten sabit eğimli eğri olarak tanımlanır. Hedeflenen eğri ile elde edilen faz eğrisinin arasındaki farkı gösteren bir hata fonksiyonu tanımlanmıştır. Bu fonksiyon cinsinden eniyileme sürecinin matematiksel gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$\min(\Delta) = \sum_{k=0}^n \sqrt{|s^2_k - s^{i^2}_k|} \quad (3.20)$$

Bu fonksiyonun en küçük değere eniyilenmesi sırasında aşağıdaki kısıtlara uyulması gerekmektedir.

$$(s^{maks} - s^{min}) \geq 2\pi$$

$$\exists U \text{ öyle ki } \left. \frac{\partial \Delta}{\partial u} \right|_{u=U} = 0 \wedge \left. \frac{\partial^2 \Delta}{\partial u^2} \right|_{u=U} > 0 \quad (3.21)$$

$$T^{min} > -1dB$$

Burada,  $s$ , herhangi bir  $p$  parametresi için elde edilen faz eğrisi değerlerini,  $s^i$  hedeflenen eğrideki karşılık değerleri,  $n$  simülasyon yapılan farklı eklenti boylarının sayısını,  $\Delta$ , bu iki değer arasındaki farkın kare ortalama karekökünü,  $s^{maks}$  ve  $s^{min}$  değerleri  $p$  parametresi için, kullanılan eklentinin tüm boylarında elde edilen en büyük ve en küçük faz değişimi değerlerini ifade etmektedir.  $T^{min}$  değeri ise,  $p$  parametresi için yansıyan alan genliğinin en düşük olduğu değeri ifade eder. Ayrıca  $u$  ele alınan parametre değerini,  $U$  ise eniyileme koşullarını sağlayan veya sağlamaya en yakın olan  $u$  değerine karşılık gelmektedir.

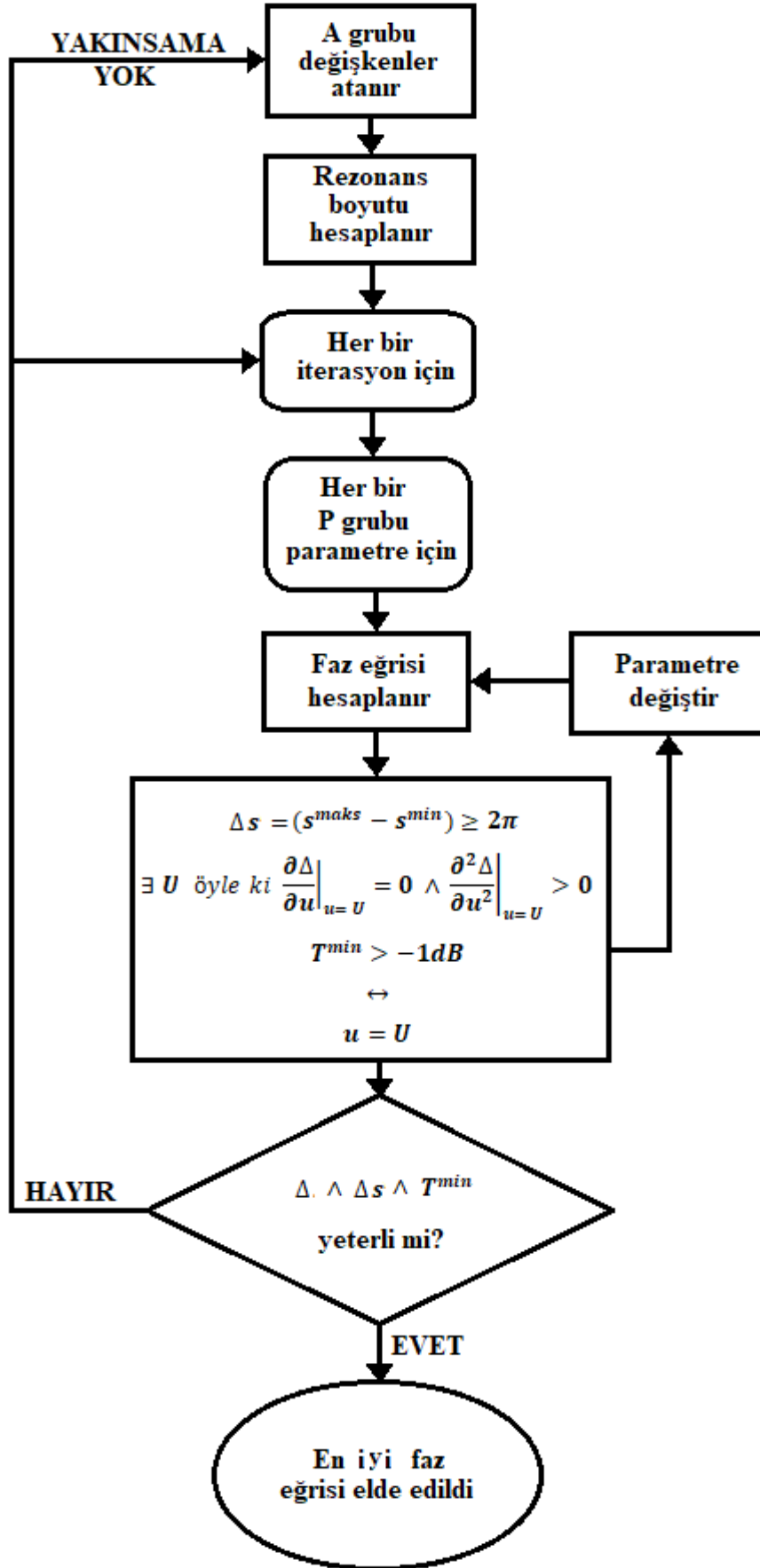
Süreçte öncelikle eniyilenme sürecine dahil olacak (P grubu) ve dahil olmayacak (A grubu) değişkenler belirlenmelidir. Yukarıda sıralanan koşulların, eniyilenme prosedürüne tabi olacak her bir parametre için sırayla uygulanması ve hedefe ulaşıldığı durumda bir sonraki parametreye geçilmesi gerekmektedir. Başlangıç için ise her bir değişkene nominal değerler atanır. Tüm parametreler için simülasyonlar tamamlandıktan sonra eniyileme kriterlerinin sağlanmadığı durumda ikinci ve sonraki iterasyonlara devam edilir. Eğer belirlenen kriterler çerçevesinde yakınsama sağlanamıyorsa, bu durumda en iyilenme sürecine tabi olmayan parametreler değiştirilerek süreç en başından tekrar işletilmelidir. Burada açıklanan eniyileme adımları bir akış şemasıyla da Şekil 3.4'te gösterilmiştir.

Yansıtıcı yama ve diğer parametrelere ilişkin değerlerin eniyilenmesinin temel sebebi kullanılan eklenti ile ana yansıtıcı yama arasındaki uyumlamanın sağlanmasıdır. Tam uyum sağlandığında en fazla miktarda enerji eklentinin içerisinde ilerleyebilecek, böylece en geniş faz aralığı yakalanabilecektir. Faz eğrisinin eğimi ise faz değişimini sağlayan değişken ile faz değişimi arasındaki korelasyonun kuvvetine göre belirlenir. Bu

uyumlaştırmayı sağlamak için literatürde bazı eşdeğer devre gösterimleri çalışmaları yapılmıştır [98][99][100], ancak en pratik ve daha iyi sonuç alınan yol bu çalışmada takip edilen yoldur.

Bu bölümde, uygulanan eniyileme adımları genel çerçevesi verilmiştir. Tek ve çok katmanlı hücre tipleri ile ilgili özel bazı durumlara ve bu genel adımlara yönelik sonuçlara aşağıda yer verilecektir. Tasarım aşamasında gereken parametrelerin belirlenmesi sırasında yapılan tüm simülasyonlar Ansys HFSS programı kullanılarak yapılmıştır.

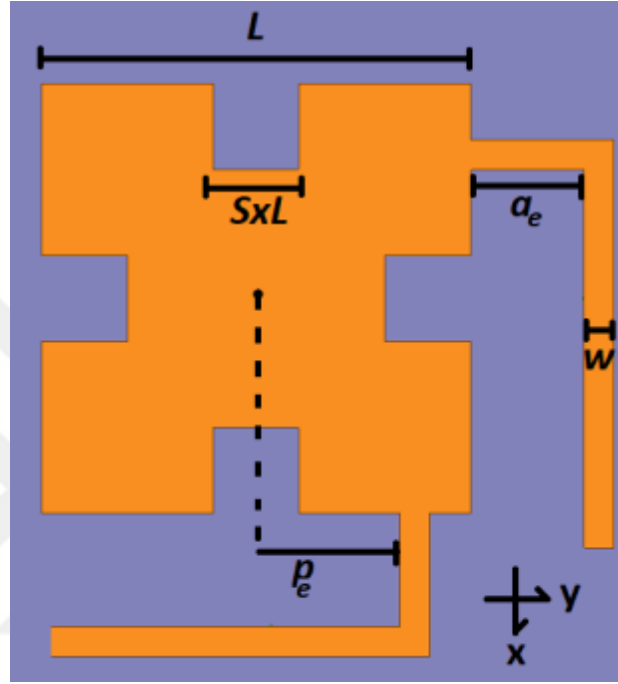




Şekil 3.4 - Eniyileme süreci akış şeması

### 3.4 Tek Katmanlı Minkowski Fraktal Birim Hücre Tasarımı ve Ölçümü

Bu tasarım sürecinde temel amaç, seçilen dielektrik malzeme çeşidi ve kalınlığı için, faz genişliği  $360^\circ$ 'den büyük olan en doğrusal faz eğrisinin elde edilmesidir. Belirlenmesi gereken parametreler yansıtıcı boyutu ( $L$ ), eklentinin dirsek mesafesi ( $a_e$ ), dirsek pozisyonu ( $p_e$ ) ve eklenti kalınlığı ( $w$ ) olarak sıralanabilir (Şekil 3.5). Sırasıyla her bir parametrenin nasıl seçildiği aşağıda açıklanmaktadır.

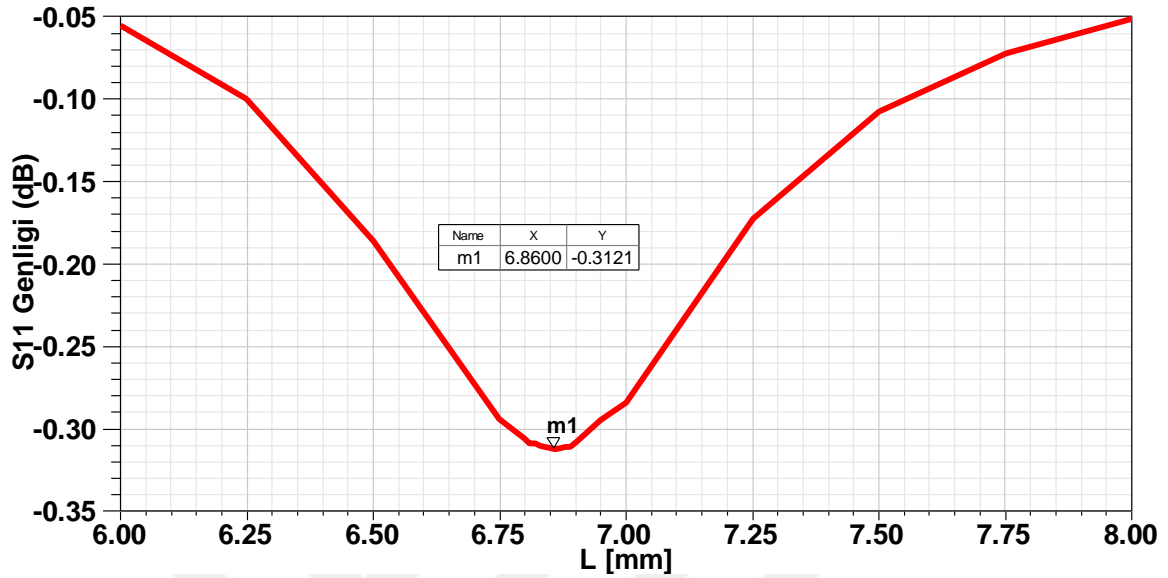


Şekil 3.5 - Dik çift eklentili Minkowski Fraktal gösterimi

Yansıtıcı Boyutu: Yansıtıcının rezonans frekansının belirlenmesi için hiçbir eklenti kullanılmayacak şekilde simülasyon yapılmıştır. Yansıyan dalganın büyüklüğünün en düşük olduğu boyut seçilmiştir. Şekil 3.6'dan görüleceği üzere seçilen dielektrik malzeme ve frekans için  $S=0.2$  Minkowski fraktal yansıtıcı rezonans boyutu 6.86 mm'dir.

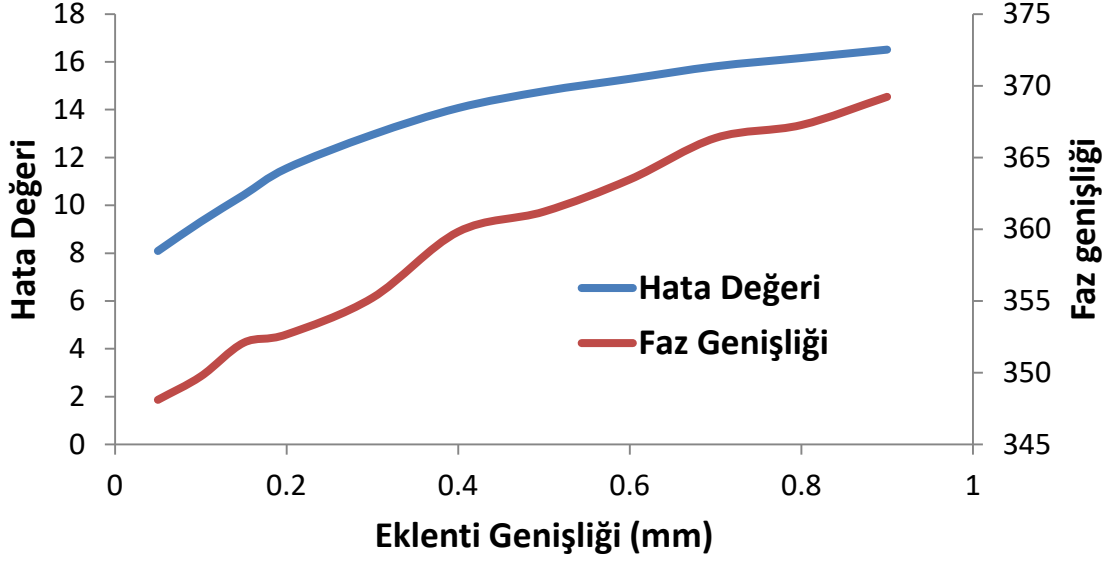
Dirsek Mesafesi ( $a_e$ ): Dirsek mesafesinin büyüklüğü, ana yansıtıcıdan geri kalan alanın nasıl kullanılacağı ile ilişkili bir değişkendir. Eğer kısa olursa, toplam eklenti boyu  $360^\circ$ 'lik faz genişliğine ulaşamayabilir. Eğer uzun olursa, eklenti birim hücre kenarına fazla yaklaşacağı için karşılıklı bağlaşım etkileri artacak, böylece kullanılan "sonsuz dizi yaklaşımı"nın hata payı artacaktır. Ayrıca, eklentinin büküm yerinden sonraki kısmı, hücre kenarına yaklaştığında, FEM metodu ile çözülen problemde hesaplama süresinde önemli ölçüde artış görülmüştür. Bu durumun sebebinin, eklentinin hücre sınırına yaklaştığı durumda, global matriste kötü koşulluluk etkisi görülmesi olduğu değerlendirilmektedir.

Mevcut tasarımda dirsek mesafesinin 0.8mm ile 2.2mm arasında olması gerekmektedir. Bu değerlendirmeler neticesinde, bu tasarımda dirsek mesafesi bu iki değer aritmetik ortalaması, 1.5 mm, olarak seçilmiştir.



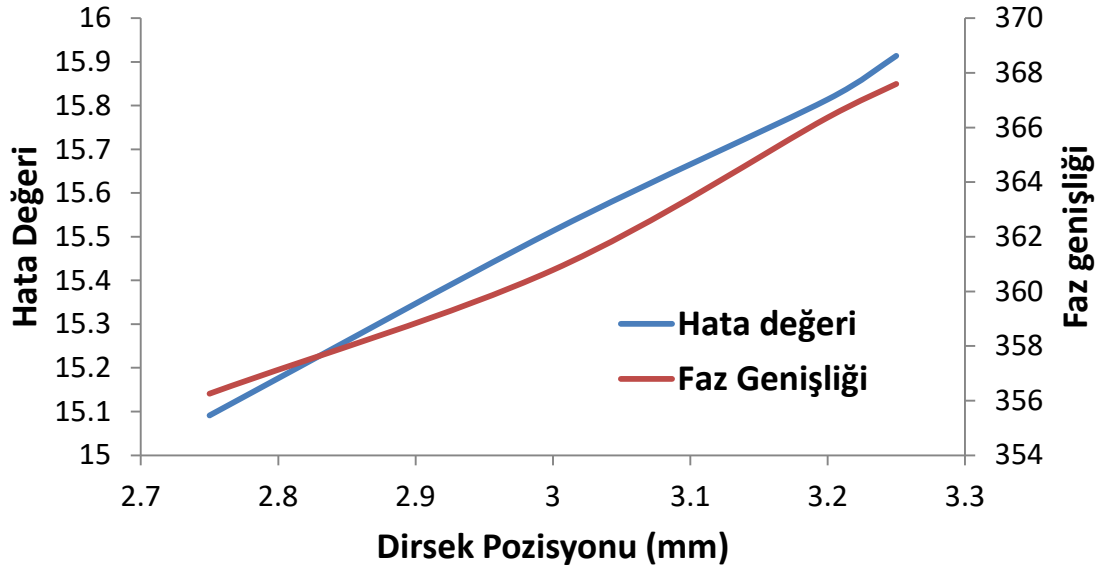
Şekil 3.6 - Tek katmanlı birim hücre rezonans boyutu simülasyonu

Dirsek pozisyonu ( $p_e$ ) ve eklenti kalınlığı ( $w$ ): Öncelikle eklenti kalınlığı üzerinde simülasyonlar yapılmıştır. Şekil 3.7’de görüldüğü üzere, hata değerinde bir yerel minimum değeri bulunmamaktadır. Öte yandan faz genişliği eğrisine bakıldığında her değer için  $360^\circ$  kriterinin sağlanmadığı görülmektedir. Geliş açısının nihai tasarımda normal ile  $30^\circ$  açısı yapacağı düşünüldüğünde mümkün olan en geniş faz eğrisini veren değer seçilmesi gerekmektedir çünkü geliş açısı arttığında faz eğrisinde belli oranda küçülme kaçınılmazdır. Öte yandan, eklentinin komşu hücreye belli bir miktardan fazla yaklaşmaması, karşılıklı bağlaşım etkilerini kontrol altında tutmak için gerekmektedir. Bu bağlamda en uygun değer olarak  $w=0.7$  mm değeri seçilmiştir.



Şekil 3.7 - Tek katmanlı hücre eklenti genişliği eniyileme simülasyonu

Benzer biçimde, dirsek pozisyonu da bir yerel minimum değeri vermemiştir. Şekil 3.8’de görüleceği üzere, faz genişliği ve hata değerinin dirsek pozisyonu ile korelasyonu düşük seviyededir. Bu açıdan, tam bir döngüyü tamamlayan ve eklentiye daha geniş yer açılmasını sağlayacak olan  $p_e = 3.2$  mm değeri seçilmiştir.



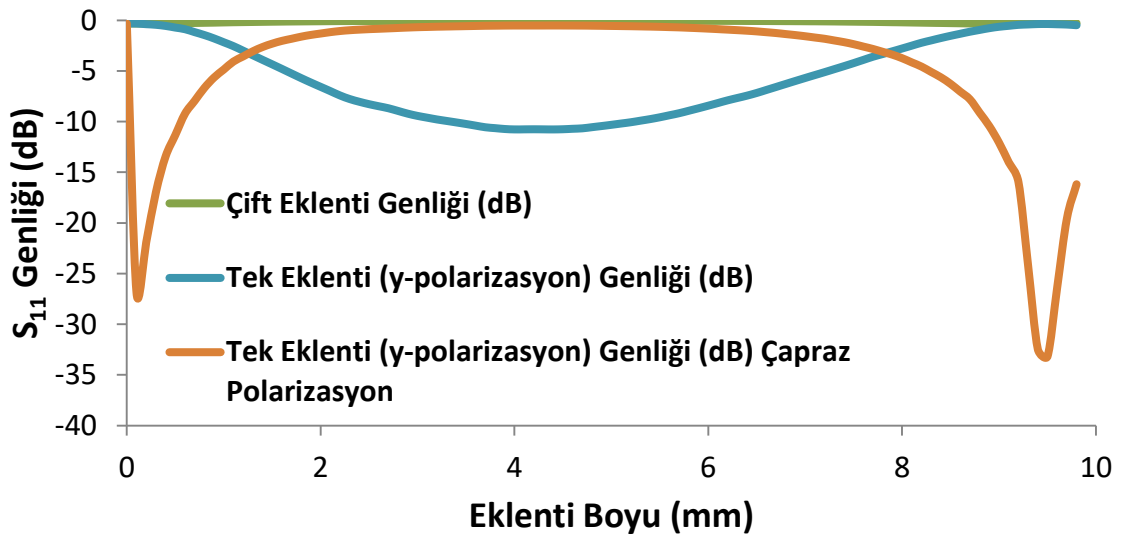
Şekil 3.8 - Tek katmanlı hücre dirsek pozisyonu eniyileme simülasyonu

Tek katmanlı yapıdaki çarpaz polarizasyon problemi: Yapılan simülasyonlarda Minkowski yama etrafına eklenen tek bir eklenti olduğu durumda, eklentinin belli bir uzunluğundan sonra eş polarizasyon yansımalarının oldukça düştüğü görülmüştür. Omik kayıpların düşük olması gerektiği bilindiğinden bunun tek sebebinin çarpaz polarizasyon değerinde

yükselme olduğu açıktır. [60]'da, birbirine dik uzanmış iki eklenti kullanılması önerilmiştir ancak bu öneri ile çapraz polarizasyon seviyesinin düşürülmesi değil yansıtıcı dizi antene çoklu polarizasyon özelliği kazandırılması hedeflenmiştir. Bu tez çalışmasında, birbirine dik uzanmış iki eklenti kullanımının çapraz polarizasyona etkisi irdelenmektedir.

Yapılan karşılaştırmaya ilişkin grafik Şekil 3.9'da verilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere, tek eklentili yamadan yansıyan alan büyüklüğü -11 dB'ye kadar düşerken, birbirine dik pozisyonda yerleştirilmiş çift eklenti olduğu durumda -0.3 dB'den daha düşük olmamaktadır. Simülasyonda  $x$  ve  $y$  yönünde polarize olmuş iki ayrı düzlem dalga ile aydınlatma yapılmıştır. Ancak burada gösterilen sonuç  $y$  yönünde gelen dalgaya ait eş ve çapraz polarizasyon değerleridir, çünkü eklenti de  $y$  yönünde seçilmiştir.

Şekil 3.9'da görüldüğü üzere, tek eklenti kullanıldığı durumda toplam yansıyan enerji sabit kalacak şekilde, eş polarizasyon düştüğünde çapraz polarizasyon artacak ve tasarlanacak antende bu bölgeye denk gelecek yansıtıcıların sayısına göre çapraz polarizasyon değerinin yüksek olması sonucunu doğuracaktır. Bu durum tek eklenti kullanılmaz kılmaktadır. Öte yandan birbirine dik yerleştirilen çift eklentide ise çapraz polarizasyon değeri çok düşüktür. Eklentinin tüm boy değerlerinde yansıyan eş polarizasyon alan büyüklüğü -0.3dB'nin altına düşmemektedir.

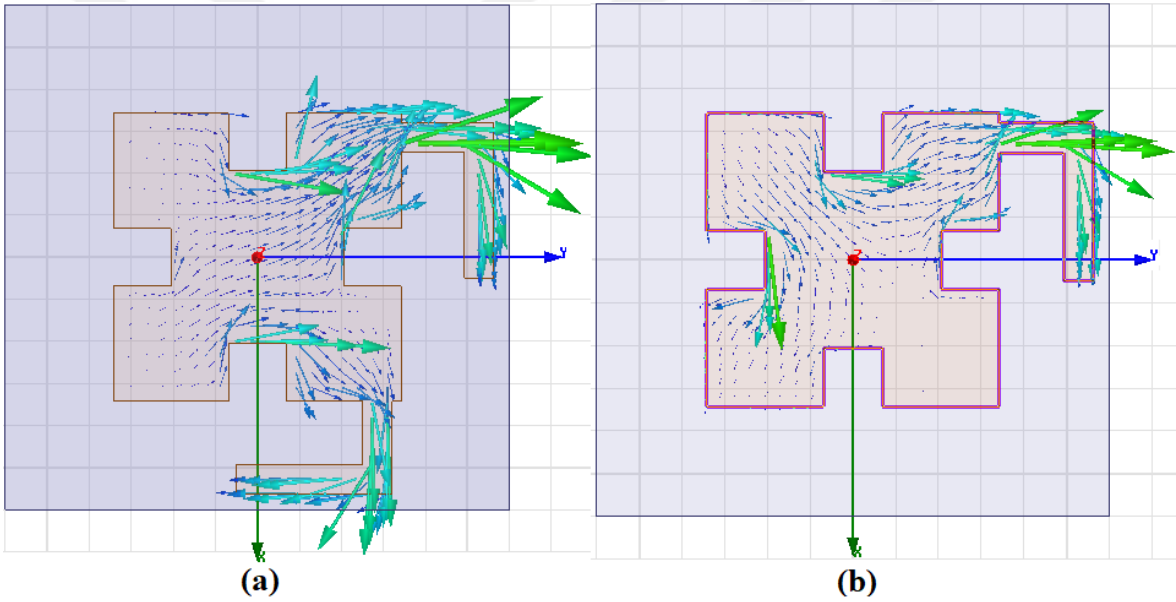


Şekil 3.9 - Tek ve çift eklenti faz ve büyüklük kıyaslaması

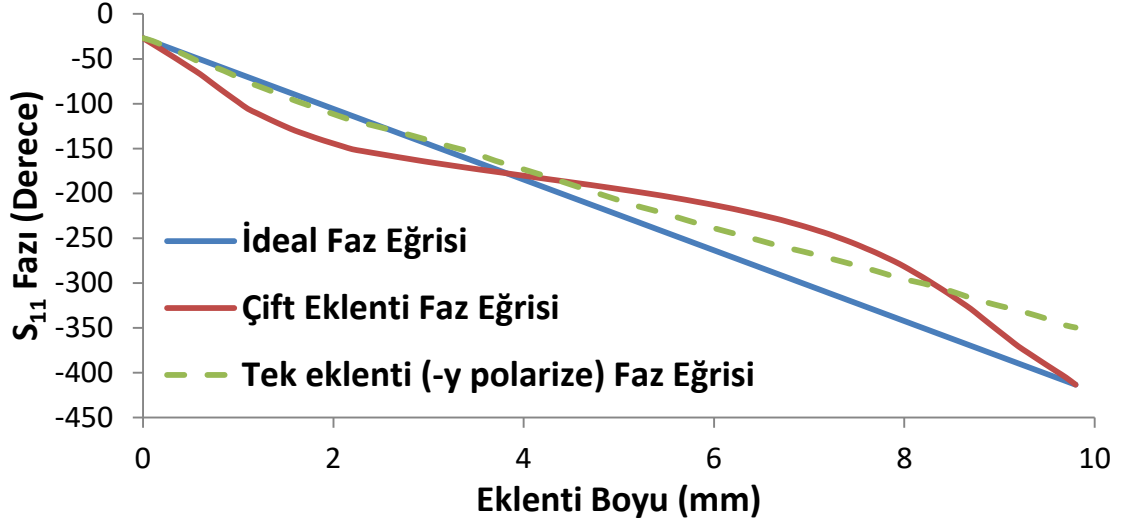
Faz değişimi açısından bakıldığında, Şekil 3.11'de görüldüğü üzere, tek eklenti oldukça düzgün bir faz tepkisi vermekle birlikte aynı boyda eklenti için faz genişliğinde 60°'den daha fazla miktarda azalma olmuştur. Çarpaz polarizasyon problemiyle birlikte bu da tam boyutlu anten tasarımı için sorun teşkil etmektedir.



Çapraz polarizasyon seviyesinin tek eklentili geometride neden yüksek olduğuna ilişkin Şekil 3.10'da verilen yüzey akımları açıklayıcı olacaktır. Çapraz polarizasyondan sorumlu bileşenler  $x$  doğrultusundaki yüzey akımlarıdır. Çift eklentili geometride,  $y$  eksenini tarafındaki eklenti üzerindeki akımların  $x$  doğrultusunda olduğu ve nispeten zayıf olduğu görülmektedir. Yama üzerindeki güçlü akım bileşenleri ise  $y$  yönünde oluşmuştur. Öte yandan, ana yansıtıcı üzerinde,  $+y$  doğrusu üzerindeki çentikte görülen  $x$  doğrultusundaki akım bileşenlerinin çapraz polarizasyona sebep olan eklenti üzerindeki akımların etkisini iptal ettiği görülmektedir. Bu etkiye *iç-iptal* etkisi adı verilmektedir [101]. Tek eklentili geometride ise çapraz polarizasyona sebep olan eklenti üzerindeki akımı iptal edecek bir bileşen olmadığı gibi, ana yansıtıcı üzerindeki akım bileşenlerinin güçlü olanlarının da çapraz polarizasyonu artırıcı yönde etki yaptığı görülmektedir.



Şekil 3.10 - Yüzey akımları vektörü (a) çift eklenti, (b) y polarize tek eklenti

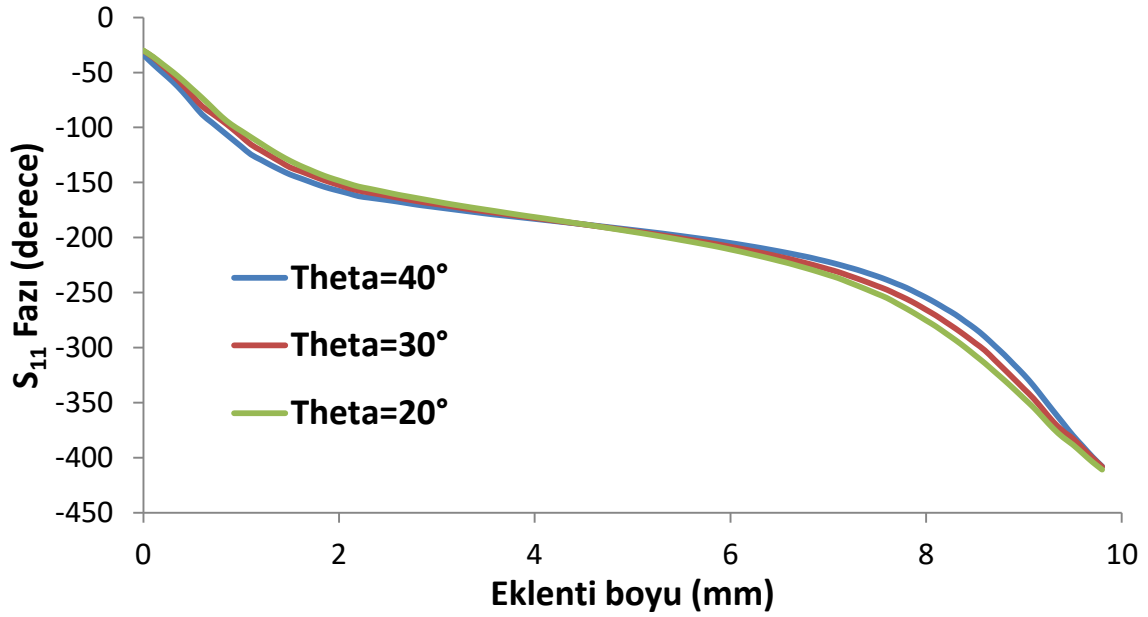


Şekil 3.11 - Tek ve Çift Eklenti Faz Değişimi

Bu aşamalardan sonra tek katmanlı yapının tasarımına ilişkin süreç tamamlanmıştır. Belirlenen tüm değerler Çizelge 3.3'te gösterilmiştir. Şekil 3.11'de nihai tasarım ile elde edilen faz değişiminin hedeflenen faz eğrisi ile kıyaslaması yer almaktadır. Üretilecek tam boyutlu antene gelen uyarım sinyalinin geliş açısının normal ile  $30^\circ$  yapacağı daha önce belirlenmişti. Bu durumda yansıyan faz değerlerinin  $10^\circ \leq \theta \leq 40^\circ$  ve  $|\phi| \leq 30^\circ$  aralıklarında, olası geliş açıları için ayrı ayrı çıkarılması gerekmektedir. Herhangi bir yansıtıcıya ulaşan sinyalin geliş açısının durumuna göre tasarımda kullanılacak eğriler bunlar olacaktır. Burada  $\theta$  için  $10^\circ$ ,  $\phi$  için  $15^\circ$  hassasiyet yeterli olacaktır. Ara değerlere denk gelecek birim hücreler için ise interpolasyon yapılacaktır. Şekil 3.12 ve Şekil 3.13'te farklı geliş açılarına göre faz eğrileri verilmiştir. Bu eğrilerden, faz değerinin tek katmanlı birim hücrenin geliş açısı değerine karşı hassasiyeti bulunmadığı sonucu çıkarılabilir. Nitekim farklı geliş açıları için oldukça düşük farklar oluşmaktadır. Nihai tasarım aşamasında bu farklar da hesaba katılmıştır.

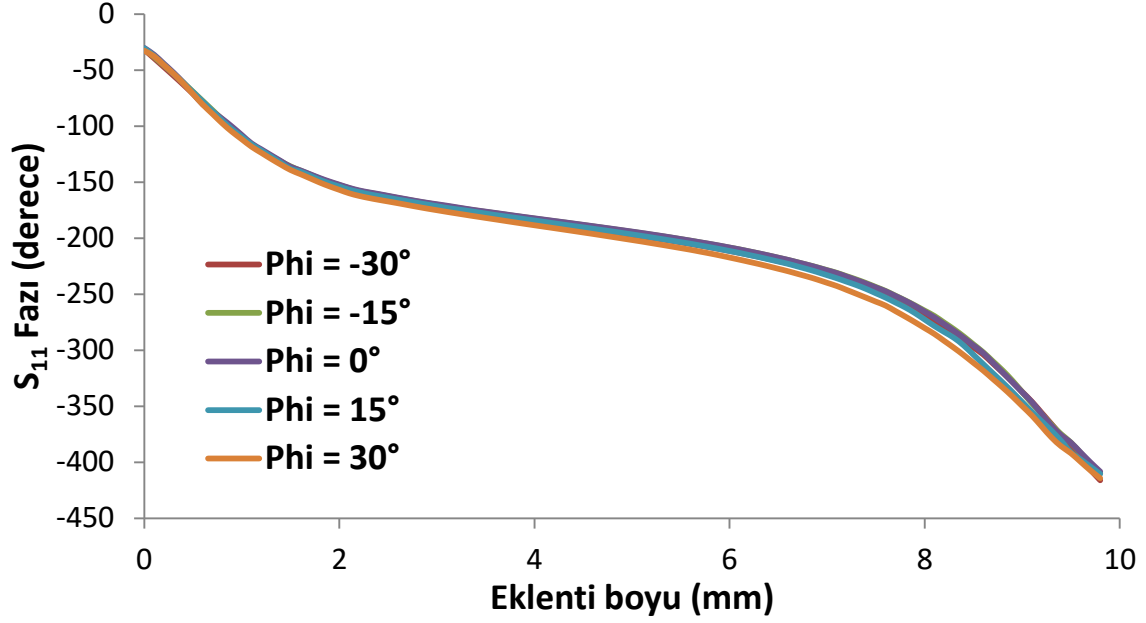
Çizelge 3.3 - Son hale getirilmiş tek katmanlı birim hücre parametreleri

Parametre	Değer
Frekans	10 GHz
Dielektrik Sabiti ve kayıp tanjantı	3 / 0.0027
Dielektrik kalınlığı	1.542 mm
Ana yansıtıcı (L)	6.86 mm
Küçültme katsayısı (S)	0.2
Dirsek mesafesi ( $a_e$ )	1.5 mm
Dirsek pozisyonu ( $p_e$ )	3.2 mm
Eklenti kalınlığı ( $w$ )	0.7 mm
Birim hücre boyutu	12mm x 12mm



Şekil 3.12 - Tek katmanlı birim hücre faz eğrileri ( $\phi=0$ )

Dalga Kılavuzu Simülatör Tekniği: Bir mikroşerit yansıtıcı dizi antenin tasarım sürecinde birim hücre faz tepkisi, çapraz polarizasyon seviyesi, verim, bantgenişliği gibi bir kısım parametrelerin öngörülebilmesi gerekmektedir. Bu açıdan, tam boyutlu anten üretilmeden önce bu özellikleri kestirebilmeye olanak sağlayacak yöntem ihtiyacı vardır. Tek bir hücre veya küçük bir anten parçası ile tam boyutlu bir anten arasındaki davranış farkının en temel gerekçesi karşılıklı bağlaşım etkileridir. Yansıtıcı dizi antenlere ilişkin analiz tekniklerinin temel amacı küçük bir parça üzerinden büyük parçadaki karşılıklı bağlaşım etkilerini öngörebilmek olduğu söylenebilir.



Şekil 3.13 - Tek katmanlı birim hücre faz eğrileri ( $\theta=0$ )

Şekil 3.14'te bir dalga kılavuzu similatörü gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere, yansıtıcı dizi antenin birim hücrelerinin bir dalga kılavuzunun sonuna yerleştirilmesi ve kılavuzun diğer ucundan uyarılması gerekmektedir. Bu şekilde,  $S_{11}$  değerinin faz ve büyüklüğü ile birim hücrenin faz tepkisi, faz genişliği, bantgenişliği hakkında bilgi sahibi olunabilmektedir. Omik kayıpların düşük olduğu yansıtıcı dizi anten konfigürasyonlarında çapraz polarizasyon seviyesi hakkında da fikir edinilebilir.

Bu düzenekte, dalga kılavuzunun duvarları iletken olduğundan en sonuna bağlı birim hücre üzerinde oluşan yüzey akımlarının bu duvarlarda görüntüleri oluşacaktır. “Görüntü teorisi” ile açıklanabilecek bu görüntü akımlar sayesinde tek bir birim hücre üzerinde çalışılarak bu hücrenin büyük ölçekli bir antende nasıl çalışacağı yorumlanabilir. Bu konu fazlı dizi antenler için ilk defa [102]'de gösterilmiştir. Yansıtıcı dizi antenler için ise [103]'de genişletilerek incelenmiştir. Şekil 3.14-a'da TEM modu ile uyarılan birim hücre gösterilmiştir. Teorik olarak hiçbir dalga kılavuzu ile bu uyarımın yapılması mümkün değildir. Bu yüzden Şekil 3.14-b'de yer alan  $TE_{10}$  modu ile uyarılan düzenek kullanılmaktadır. Bilindiği üzere dikdörtgen kesitli bir dalga kılavuzundaki  $TE_{10}$  modu,  $\pm\theta_0$  yönünde yayılan iki düzlem dalganın bileşkesi olarak gösterilebilmektedir. Dikdörtgen dalga kılavuzu içinde  $TE_{10}$  moduna ait  $y$  yönündeki elektrik alan bileşeni aşağıdaki şekilde ifade edilir [104].

$$E_y = -jZ_0 \frac{k_0}{k_c} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (3.22)$$

Burada  $a$ , dalga kılavuzunun uzun kenarının boyu,  $Z_0$  boş uzay empedansıdır.  $k_0$ ,  $k_c$  ve  $\beta$  arasındaki ilişki de aşağıdaki gibidir.

$$k_c = \frac{\pi}{a} \quad (3.23)$$

$$\beta = [k_0^2 - k_c^2]^{\frac{1}{2}} \quad (3.24)$$

Bazı trigonometrik özellikler kullanılarak, elektrik alan bileşeni aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$E_y = -\frac{Z_0 k_0}{2 k_c} \left( e^{\frac{j\pi x}{a} - j\beta z} - e^{-\frac{j\pi x}{a} - j\beta z} \right) \quad (3.25)$$

Burada  $\frac{\pi}{a} = k_0 \sin\theta_0$  ve  $\beta = k_0 \cos\theta_0$  olarak ifade edilirse yukarıdaki eşitlik aşağıdaki şekle dönüşür.

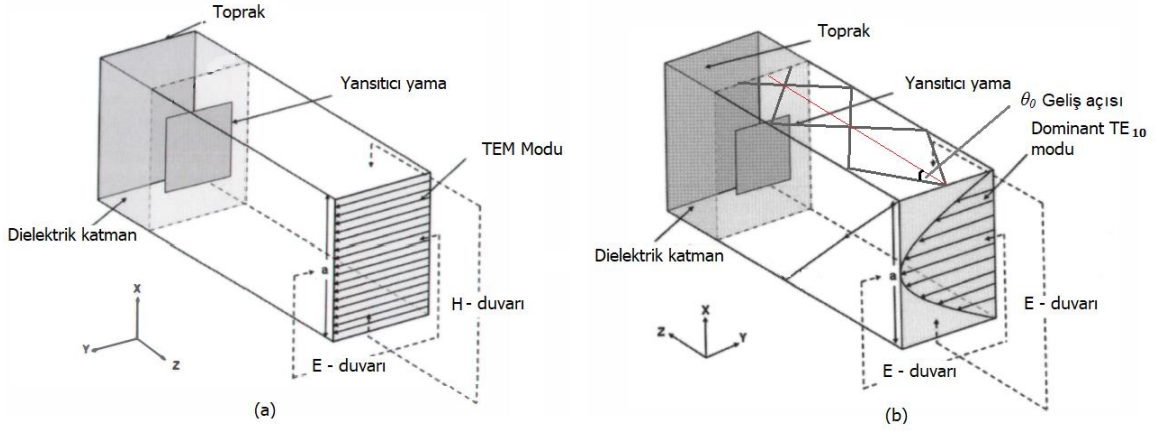
$$E_y = \frac{Z_0 k_0}{2 k_c} \left( e^{-jk_0(x \sin\theta_0 + z \cos\theta_0)} - e^{-jk_0(-x \sin\theta_0 + z \cos\theta_0)} \right) \quad (3.26)$$

Bu ifadenin,  $\pm\theta_0$  yönünde yayılan iki düzlem dalganın toplamı olduğu açıktır. Dolayısıyla, Şekil 3.14-b'de gösterilen düzenekte aslında  $\theta_0$  açısı ile gelen bir düzlem dalgaya ilişkin ölçüm yapılmaktadır. Bu açı

$$\sin\theta_0 = \frac{f_c}{f} \quad (3.27)$$

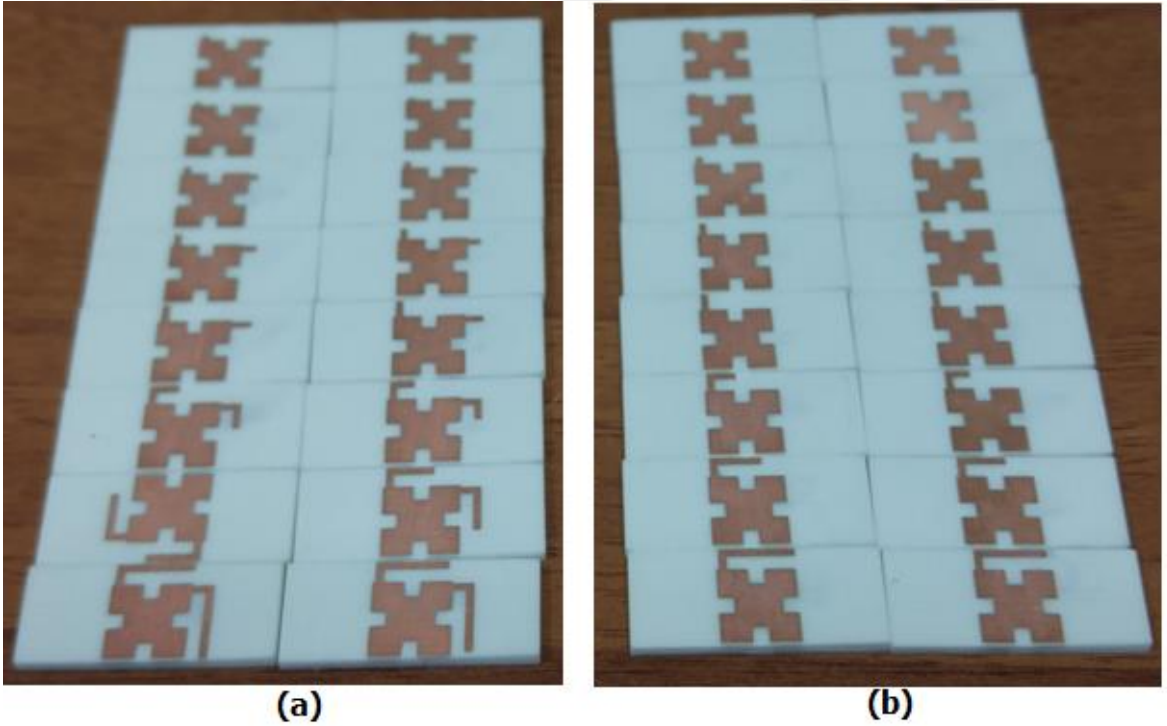
bağıntısı ile verilmektedir. Burada  $f_c$  dalga kılavuzunun, uyarılan moddaki kesim frekansını,  $f$  ise ölçüm yapılan frekans değerini göstermektedir. Bu açıdan bakıldığında, herhangi bir dalga kılavuzu ile yapılan simülasyonda, dalga kılavuzunun boyutları ve ölçüm yapılan frekans ikilisine karşılık gelen bir geliş açısı için ölçüm yapılabilmektedir. İstenen geliş açısı için bu değerlerin ayarlanması gerekir.

Örneğin WG90 dalga kılavuzu için  $TE_{10}$  modu ilk kesim frekansı 6.557 GHz'dir. Ölçüm yapılan frekans 10 GHz ise  $\theta_0 = 40.9^\circ$ 'ye karşılık gelmektedir.

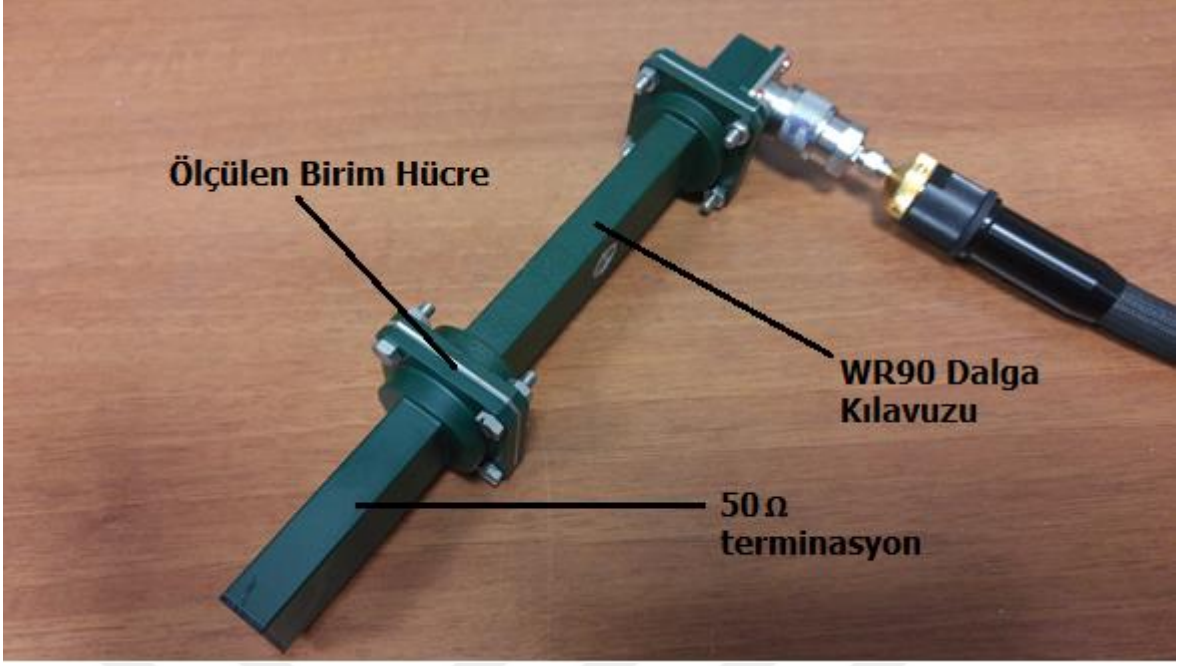


Şekil 3.14 - Dalga kılavuzu simülasyon gösterimi (a) TEM Mod (H-duvarı) Simülasyonu, (b) TE mod (E-duvarı) Simülasyonu

Yukarıda detayları verilen teknik kullanılarak birim hücre ölçümü yapılmıştır. Bu ölçüm, tek katmanlı anten tasarımında kullanılan, 1.542 mm kalınlığındaki RO4730JXR™ ( $\epsilon_r=3.0$  ve  $\tan\delta=0.0027$ ) kullanılarak üretilen birim hücreler ile yapılmıştır (Şekil 3.15). Bu ölçümde kullanılan birim yama ile tam boyutlu anten tasarımında kullanılan birim yama aynı seçilmiş olup boyutları ile ilgili detaylar Çizelge 3.3'te verilmiştir.

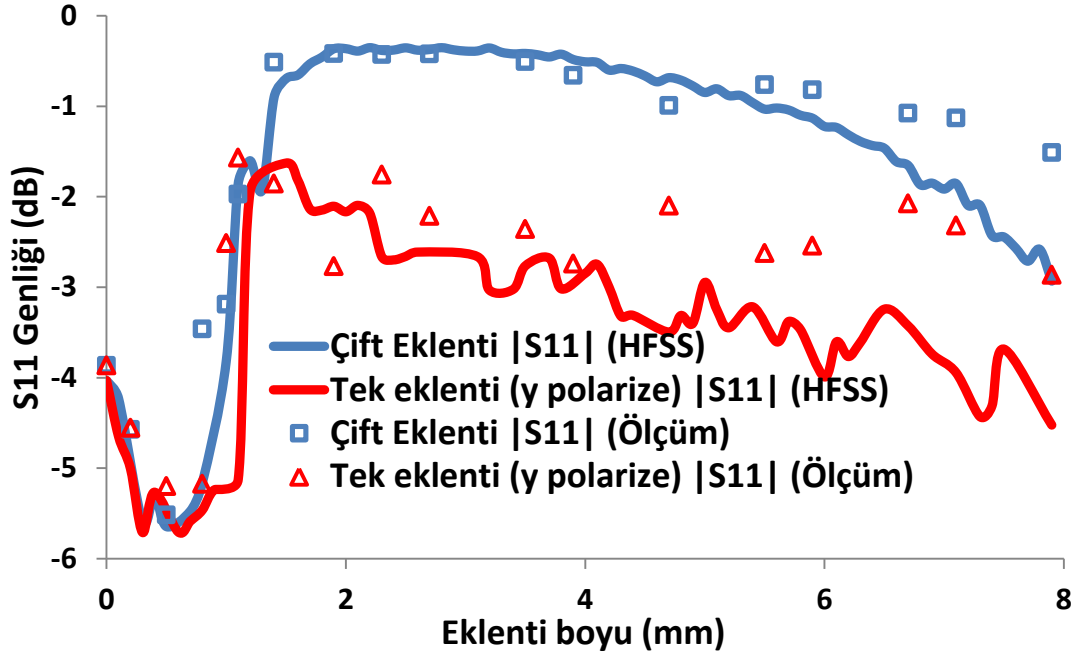


Şekil 3.15 - Dalga kılavuzu ile ölçülen tek katmanlı birim hücreler (a) çift eklenti hücreleri, (b) polarize tek eklenti hücreleri

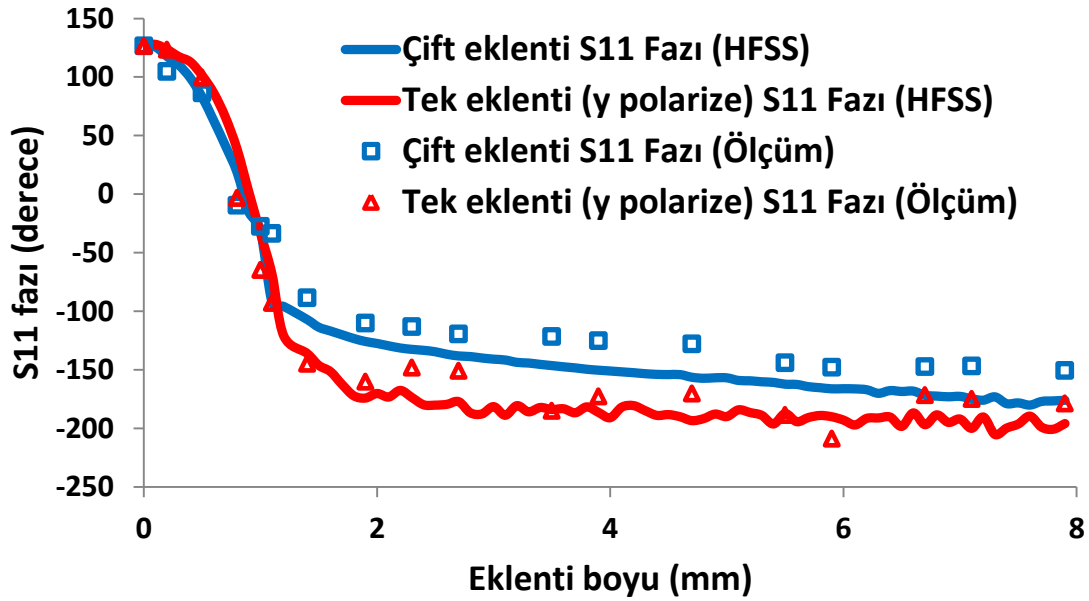


Şekil 3.16 - Dalga Kılavuzu Ölçüm Düzenegi

Çizelge 3'ten farklı olarak birim hücre boyutu kare değil, ölçümde kullanılan WR90 dalga kılavuzu ebatlarına uygun olarak seçilmiştir. Birim hücreler, 10.16mm x 22.86 mm olan standart WR90 ebadından, tüm kenarlarda yaklaşık 0.5 mm boşluk olacak şekilde, 9.1mm x 21.8mm olarak, seçilmiştir. Birim hücreler dalga kılavuzunun en sonuna yerleştirilmiştir. Sadece birim hücreden yansıyan sinyalin ölçüldüğünden emin olunabilmesi için birim hücrenin arkasına 50Ω sonlandırma eklenmiştir. Ölçüm düzenegi Şekil 28'de yer almaktadır. HFSS programı ile simüle edilen sonuçlar ile ölçüm sonuçları aşağıda karşılaştırmalı olarak yer almaktadır.



Şekil 3.17 -  $S_{11}$  büyüklük ölçüm ve simülasyon karşılaştırması (dalga kılavuzu)



Şekil 3.18 -  $S_{11}$  fazı ölçüm ve simülasyon karşılaştırması (dalga kılavuzu)

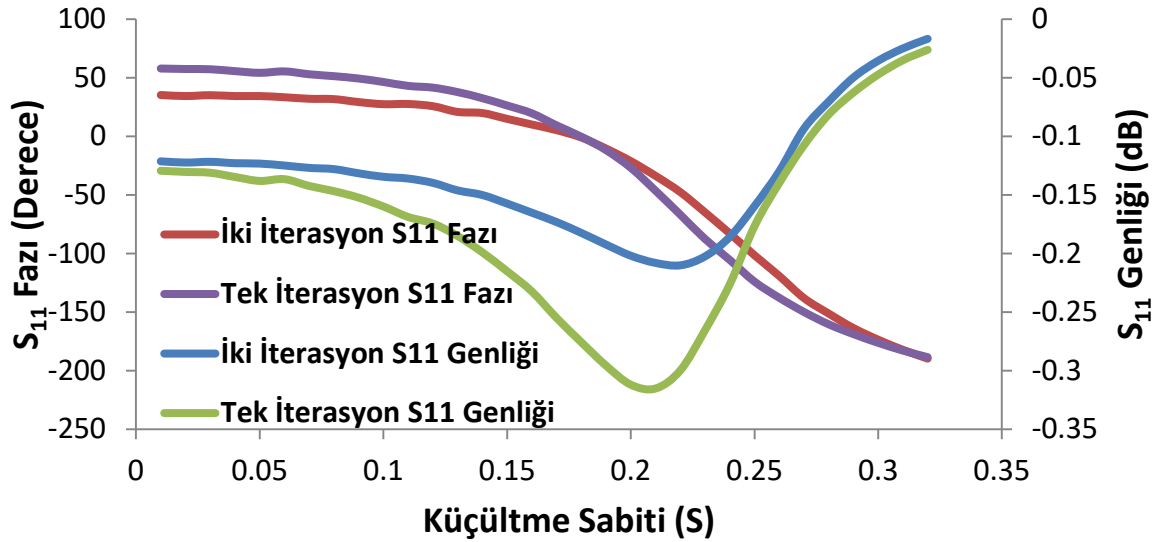
Öncelikle belirtmek gerekir ki, bu ölçümdeki temel amaç tam olarak eniyelenmiş bir anten birim hücresinin performans ölçümü değil, tek ve dik konumlanmış çift eklentili birim Minkowski fraktal yansıtıcı türlerinin performanslarının karşılaştırılmasıdır.

İlk olarak ölçüm ve simülasyon sonuçları arasında büyük oranda uyum olduğu görülmektedir. Hem simülasyon hem ölçüm sonuçlarına göre, çift eklentili yansıtıcının  $S_{11}$  genliğine ilişkin performansı  $y$  yönündeki tek eklentili yansıtıcıdan daha iyidir. Aradaki



farkın tek eklentili birim hücrenin çapraz polarizasyon seviyesinin yüksekliğinden kaynaklandığı açıktır. Ayrıca çift eklenti 280°'lik faz genişliği sağlamaktadır. Buna karşılık y yönündeki tek eklenti 300° faz aralığı sağlamıştır. Sonuç olarak deney sonuçları temel iddiayı doğrulamıştır.

**İkinci Derece Minkowski Fraktal Birim Hücre:** Bu bölümde, ikinci derece iterasyon ile elde edilen Minkowski fraktal yansıtıcıya ilişkin sonuçlara yer verilecektir. İkinci iterasyon Minkowski fraktal şekline Şekil 1.6'da yer verilmişti. Bu simülasyonda, tek katmanlı birim hücre tasarımında kullanılan Rogers RO4730JXR<sup>TM</sup> ( $\epsilon_r=3.00$ ,  $h=1.542\text{mm}$ ,  $\tan\delta=0.0027$ ) dielektrik malzemesi ve 10 GHz rezonans frekansına sahip birim hücre kullanılmıştır (Çizelge 3.2 ve Çizelge 3.3).



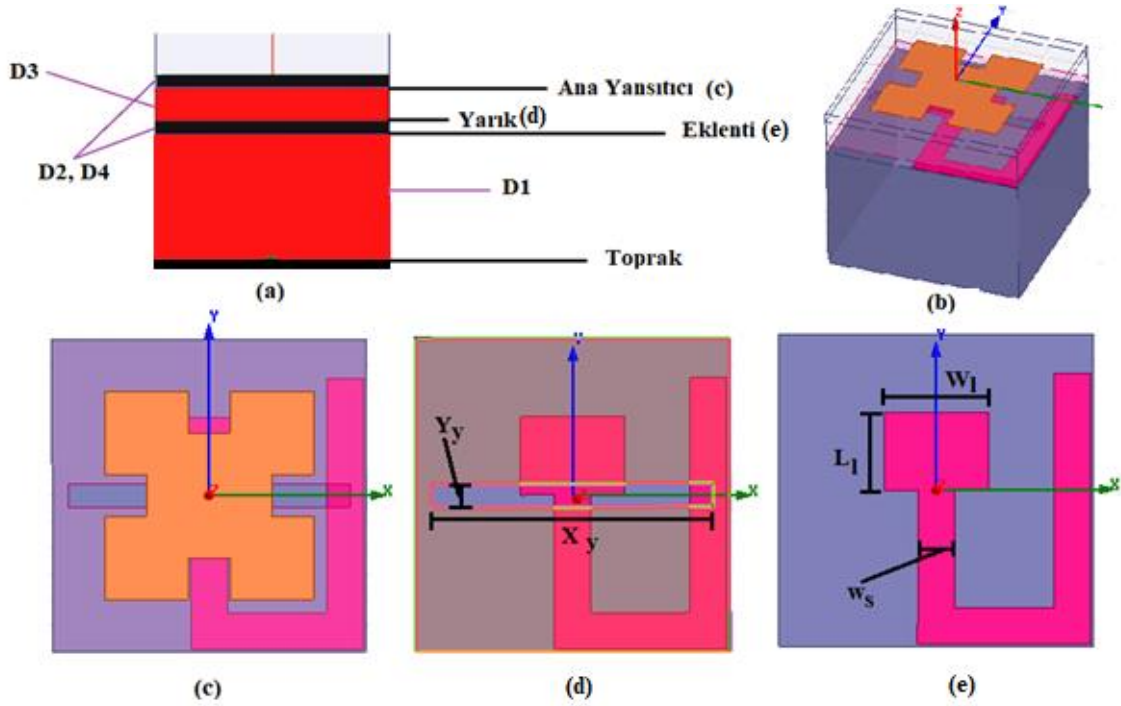
Şekil 3.19 - Tek ve İki İterasyon Birim Hücre Karşılaştırması

Şekil 3.19'de görüldüğü üzere tek ve çift iterasyon Minkowski fraktal yansıtıcı için yansıma kaybı yeterince düşük ( $<-0.35$  dB) olmakla birlikte, çift iterasyon faz genişliği açısından herhangi bir katkı getirmemiştir. Bu sonuç, Eş.3.18'de verilen, yansıtıcı yamanın boyutunun değiştirilmesi suretiyle faz değişimi elde edilen yansıtıcı dizi anten birim hücrelerinin doğal sınırı ile uyumludur. Daha geniş faz eğrisi için farklı yöntemler uygulanması gerekmektedir.

### 3.5 Çok Katmanlı Minkowski Fraktal Birim Hücre Tasarımı

Çok katmanlı yapıya ilişkin eniyileme süreci tek katmanlı yapıya göre daha karışıktır, çünkü eniyileştirilmesi gereken çok daha fazla sayıda değişken bulunmaktadır. Yapı 4 katmandan oluşmaktadır (Şekil 3.20). Yapı içerisindeki D2 ve D4 dielektrik katmanları D3

hava boşluğu ile ayrılmaktadır. D1 hava boşluğu ise yapı ile toprak arasındaki mesafeyi belirtmektedir ( $d_1$ ). Ana yansıtıcı, üst yüze bakan D4 dielektrik tabakanın altında yer almaktadır. D2 dielektrik katmanının üst yüzündeki metal yüzeyde yarık, alt yüzünde ise geciktirme eklentisi bulunmaktadır. Geciktirme eklentisi ise faz değişimini sağlayan bükülmüş bir eklenti ve ana yansıtıcı ile empedans uyumlamasını sağlayacak ters yönde ikinci bir eklentiden oluşur.



Şekil 3.20 - Çok katmanlı birim hücre parametreleri gösterimi, (a) Birim hücre profil görünümü, (b) Birim hücre çapraz görünüm, (c) Ana yansıtıcı katmanı, (d) Yarık katmanı, (e) Eklenti katmanı

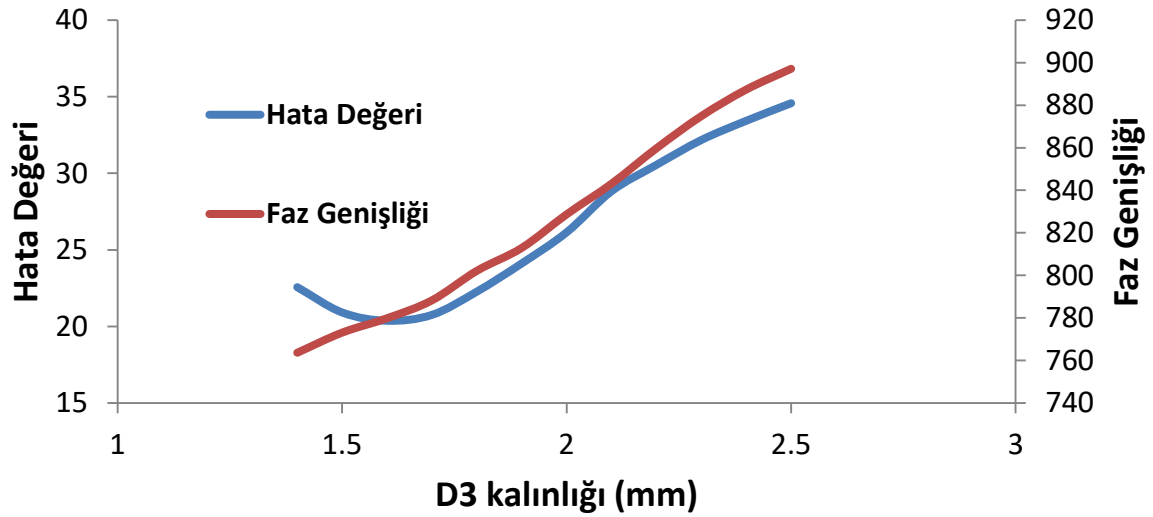
Şekil 3.20'de görülen D2 ve D4 katmanlarının 0.508 mm kalınlığındaki Rogers 4003C ( $\epsilon_r = 3.38$ ,  $\tan\delta = 0.0027$ ) olarak seçildiği daha önce ifade edilmişti. Bu durumda belirlenmesi gereken parametreler,

- D3 hava katmanının kalınlığı ( $d_3$ )
- $Y_y$  yarık genişliği
- $X_y$  yarık uzunluğu
- $w_s$  eklenti genişliği
- $W_l$  uyumlama eklentisi genişliği
- $L_l$  uyumlama eklentisi uzunluğu

olarak sıralanabilir.

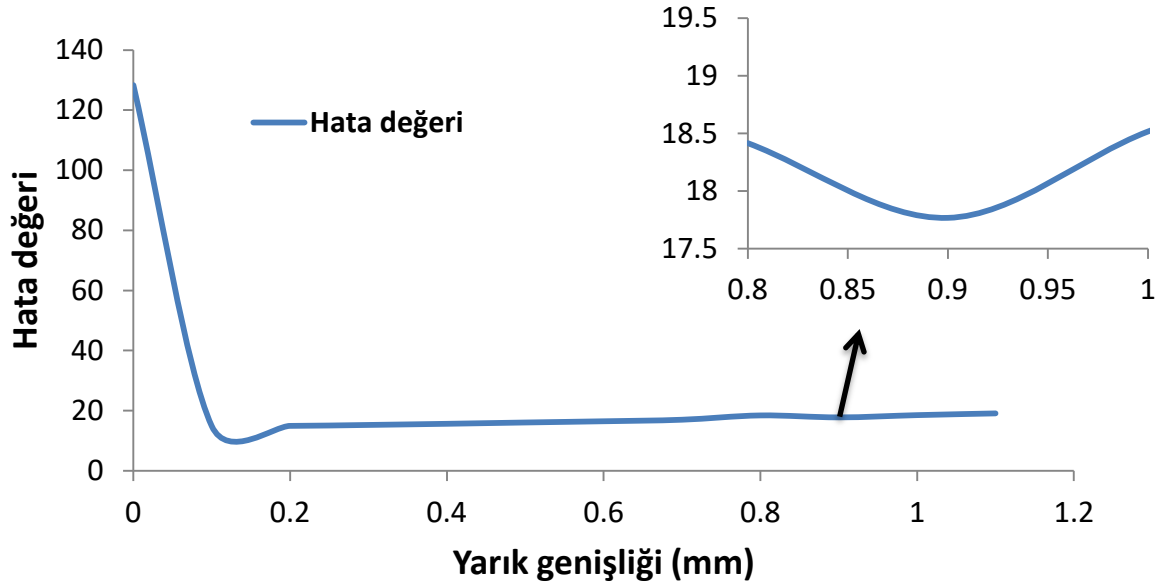
D1 Hava Katmanı Kalınlığı ( $d_1$ ): Bu katmanın kalınlığı  $d_1=\lambda_0/4$  olarak seçilmelidir. Bilindiği üzere kısa devre ile sonlandırılmış bir iletim hattının giriş empedansı, boyunun fonksiyonu olarak  $Z_{in} = -jZ_0 \tan \beta d_1$  bağıntısıyla verilir.  $d_1= \lambda_0/4$  olduğunda, giriş empedansı 0 (sıfır) olacaktır ki bu şekilde tüm sinyalin yansıtılması sağlanacaktır.

D3 Hava Katmanı Kalınlığı ( $d_3$ ): Bu değer belirlenmesi için eniyileme çalışması yapılmıştır. Şekil 3.21’de yapılan çalışmanın sonuçları gösterilmiştir. Görüleceği üzere faz genişliği tüm durumlarda iki döngüden ( $720^\circ$ ) daha fazladır. Dolayısıyla bu yapıdaki eniyileme çalışmasında, doğrusallığın artırılması yönüne yoğunlaşmıştır. D3 katmanının kalınlığının 1.6 mm olduğu yerde hata değerinin minimum olduğu görülmüş ve bu değer seçilmiştir.



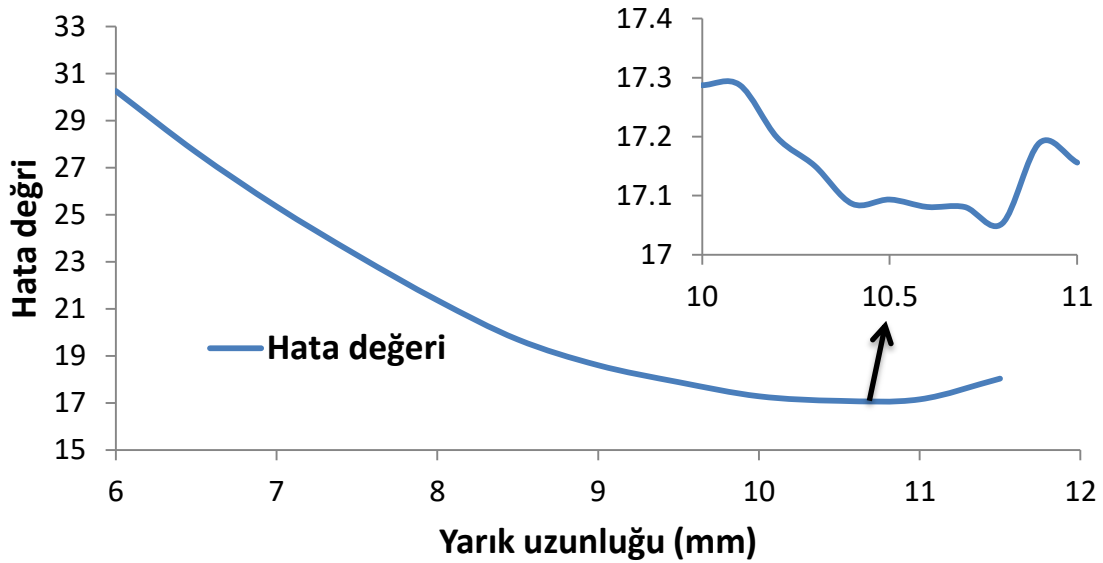
Şekil 3.21 - Çok katmanlı yapı D3 kalınlığı eniyileme simülasyonu

Yarık Genişliği ( $Y_y$ ): Yarık genişliği ana yansıtıcıdan gelen enerjinin ne kadarının geciktirme eklentisi ile bağlaşımaya gireceğini belirleyen parametredir. Şekil 3.22’de görüldüğü üzere  $Y_y=0.1$  mm ve 0.9 mm için iki tane yerel minimum değeri vardır. İkinci yerel minimum detay grafiğinde daha açık görülmektedir. Yarık genişliğinin 0.1 mm olduğu durumda faz genişliğinin  $721^\circ$ , 0.9mm olduğu durumda ise  $762^\circ$  olduğu hesaplanmıştır. Burada  $Y_y$  için 0.9mm değeri seçilmiştir.



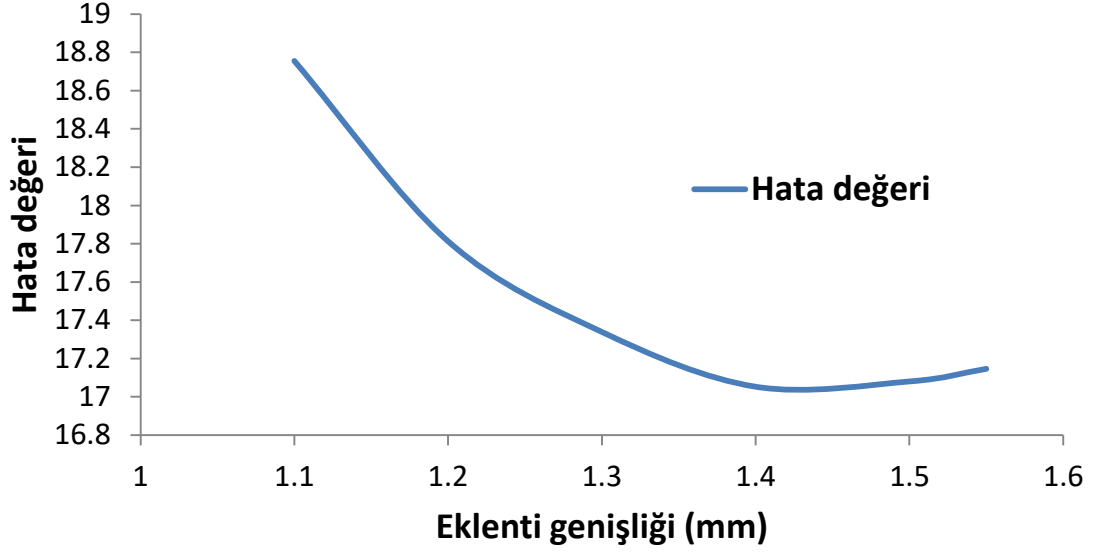
Şekil 3.22 - Çok katmanlı yapı yarık genişliği ( $Y_y$ ) eniyileme simülasyonu

Yarık Uzunluğu ( $X_y$ ): Bu değişken için yapılan simülasyon çalışmasında yerel minimum değeri bulunmuştur. Öncelikle 6-11 mm aralığı için çalışılmış, 10-11 mm aralığı daha hassas incelendiğinde aranan değer 10.8 mm olarak bulunmuştur (Şekil 3.23).



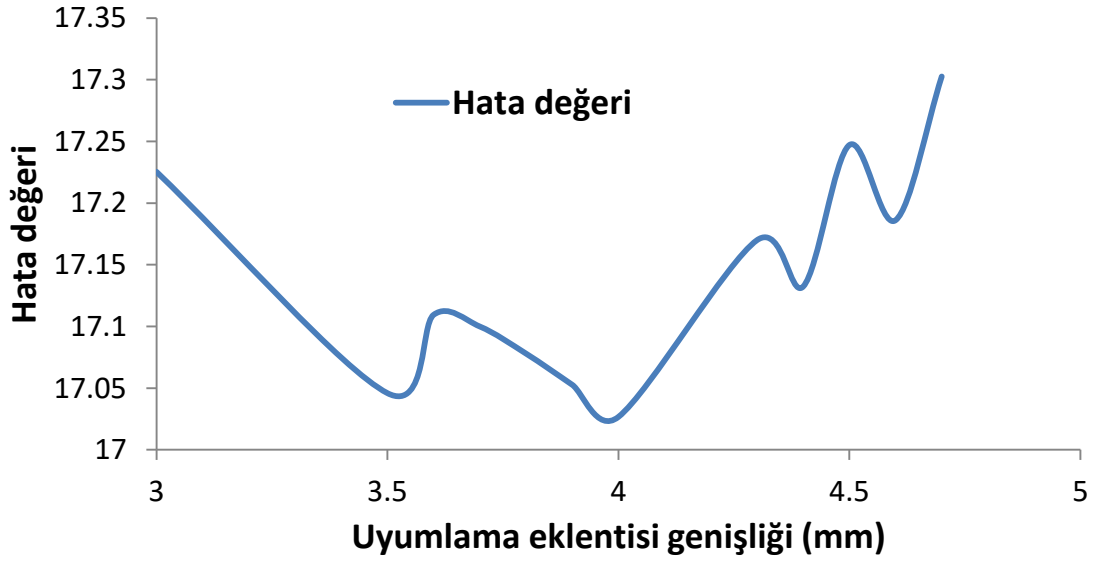
Şekil 3.23 - Çift katmanlı yapı yarık uzunluğu ( $X_y$ ) eniyileme benzetimi

Eklenti Genişliği ( $W_s$ ): Bu değişken için yapılan benzetim çalışmasında yerel minimum değeri  $W_s = 1.4$  mm olarak bulunmuştur (Şekil 3.24).



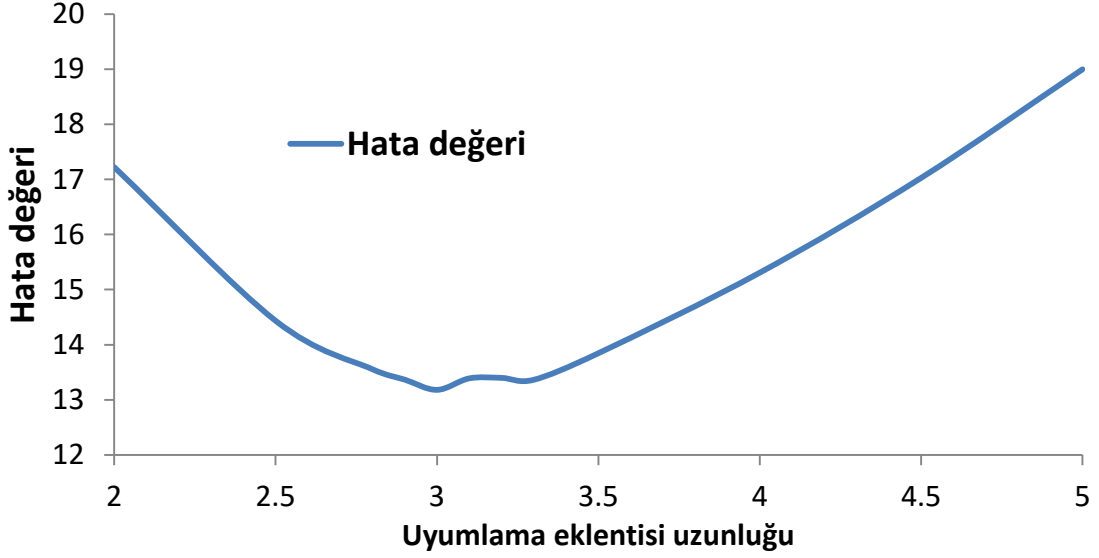
Şekil 3.24 - Çok katmanlı yapı eklenti genişliği eniyileme simülasyonu

Uyumlama Eklentisi Genişliği ( $W_l$ ): Bu değişken için yapılan simülasyon çalışmasında yerel minimum değeri  $W_l = 4$  mm olarak bulunmuştur (Şekil 3.25).



Şekil 3.25 - Çok katmanlı yapı uyumlama eklentisi genişliği eniyileme simülasyonu

Uyumlama Eklentisi Uzunluğu ( $L_l$ ) : Bu değişken için yapılan simülasyon çalışmasında yerel minimum değeri  $L_l = 3$  mm olarak bulunmuştur (Şekil 3.26).



Şekil 3.26 - Çok katmanlı yapı uyumlama eklentisi uzunluğu eniyileme simülasyonu

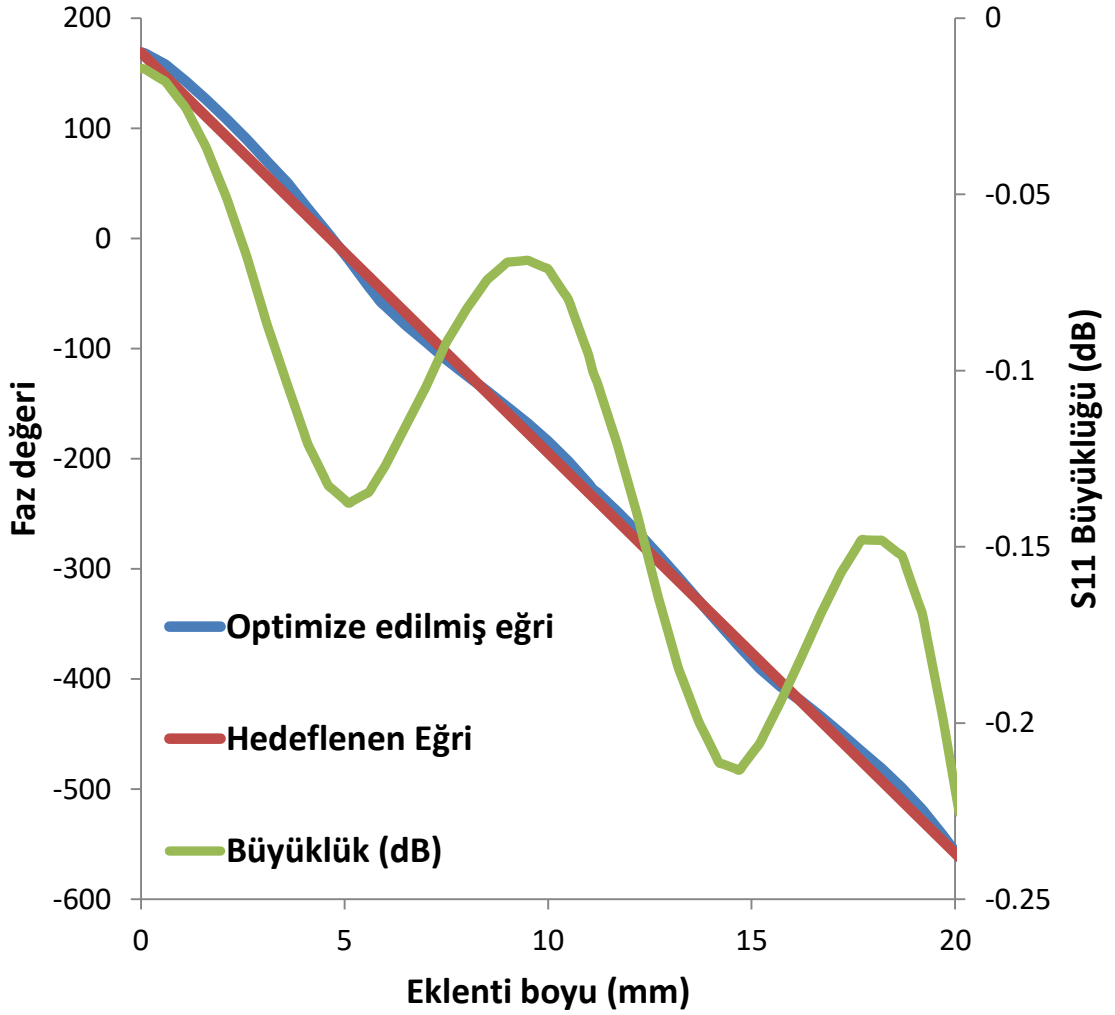
Bu aşamalardan sonra çok katmanlı yapıya ilişkin süreç tamamlanmıştır. Belirlenen tüm değerler Çizelge 3.4'te gösterilmiştir.

Çizelge 3.4 - Son hale getirilmiş çok katmanlı birim hücre parametreleri

Parametre	Değer
Frekans	10 GHz
Dielektrik Sabiti ve kayıp tanjantı	3.38 / 0.0027
Dielektrik kalınlığı (D2 ve D4)	0.508 mm
Ana yansıtıcı (L)	8.0 mm
Küçültme katsayısı (S)	0.2
D1 hava katmanı kalınlığı	7.5 mm
D3 hava katmanı kalınlığı	1.6 mm
Yarık Genişliği ( $Y_y$ ):	0.9 mm
Yarık Uzunluğu ( $X_y$ ):	10.8 mm
Eklenti Genişliği ( $w_s$ )	1.4 mm
Uyumlama Eklentisi Genişliği ( $W_l$ )	4.0 mm
Uyumlama Eklentisi Uzunluğu ( $L_l$ )	3.0 mm
Birim hücre boyutu	12mm x 12mm

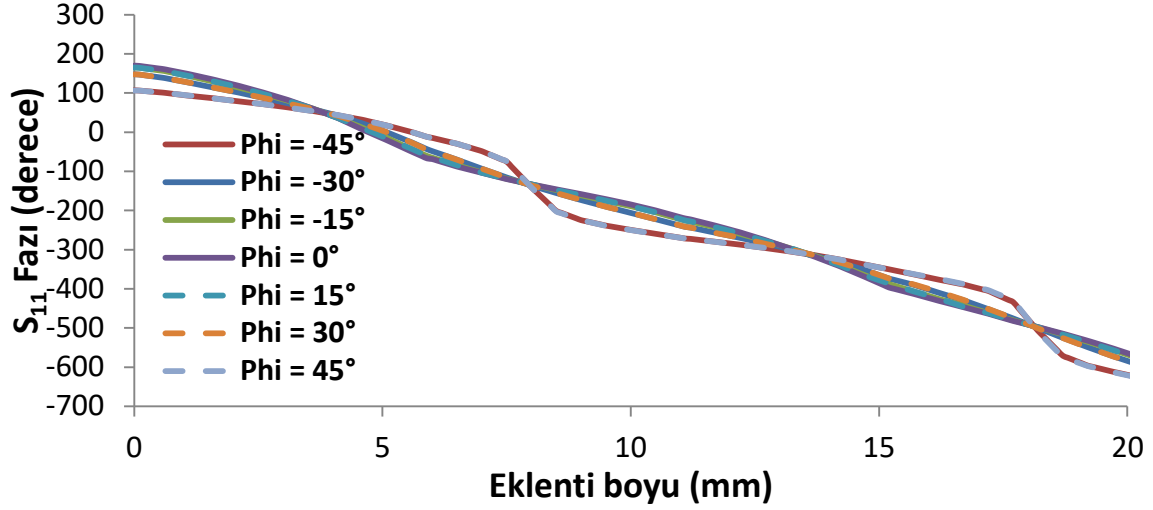
Bu parametreler kullanılarak üretilen birim hücrenin normal geliş açısı için verdiği faz eğrisi Şekil 3.27'de verilmiştir. Görüldüğü üzere hedeflenen eğriye çok yakın bir faz eğrisi elde edilmiştir. Ayrıca  $S_{11}$  genliği, eklenti boyu uzadıkça omik kayıplar arttığından artan

bir seyir izlese de yeterince yüksektir.



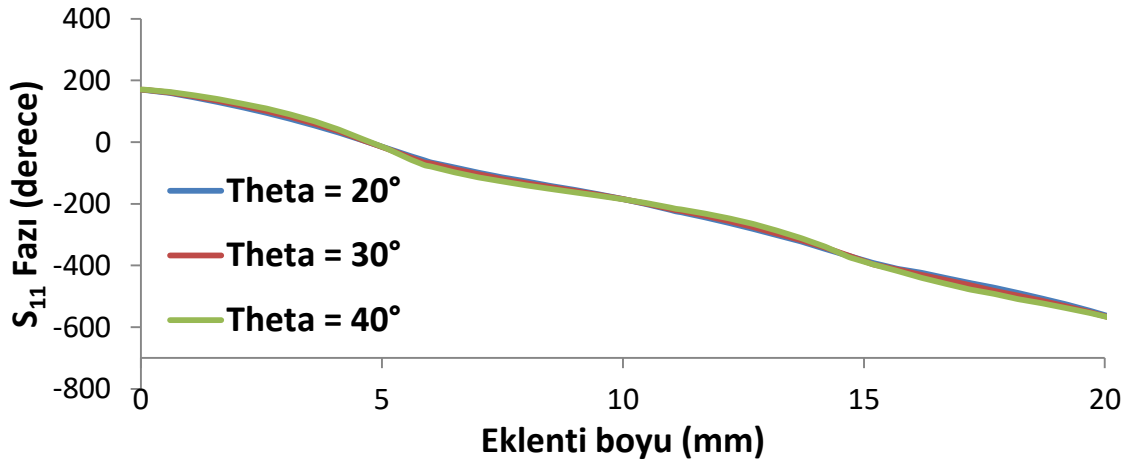
Şekil 3.27 - Çok katmanlı yapı birim hücre eniyileştirilmiş faz eğrisi

Üretilen tam boyutlu antene gelen uyarım sinyalinin geliş açısının normal ile  $30^\circ$  yapacağı daha önce belirtilmişti. Bu durumda yansıyan faz değerlerinin  $10^\circ \leq \theta \leq 40^\circ$  ve  $|\phi| \leq 45^\circ$  aralıklarında, olası geliş açıları için ayrı ayrı çıkarılması gerekmektedir. Herhangi bir yansıtıcı hücreye ulaşan sinyalin geliş açısının durumuna göre tasarımda kullanılacak eğriler bunlar olacaktır. Burada  $\theta$  için  $10^\circ$ ,  $\phi$  için  $15^\circ$  hassasiyet yeterli olacaktır. Ara değerlere denk gelecek birim hücreler için ise interpolasyon yapılacaktır. Şekil 3.28'de  $\theta=30^\circ$ 'de farklı  $\phi$  değerleri için faz eğrileri çıkarılmıştır. Bu grafikten çıkarılabilecek iki sonuç vardır. Bunların ilki, birim hücre yapısında yarığın üst kısmı tüm hücrelerde tamamen aynı olduğu için  $\pm\phi$  değerlerinde faz eğrisi değişmemektedir. İkinci sonuç ise,  $\phi$  açısının  $30^\circ$ 'dan fazla olduğu durumda faz eğrisi bozulmaya uğramaktadır.



Şekil 3.28 - Çok katmanlı birim hücre faz eğrileri ( $\theta=30^\circ$ )

Şekil 3.29'da ise  $\varphi=0^\circ$ 'da farklı  $\theta$  değerleri için faz eğrileri çıkarılmıştır. Görüldüğü üzere eğrilerde belirgin bir farklılık olmadığı gibi faz genişliği de yeterli düzeydedir.



Şekil 3.29 - Çok katmanlı birim hücre faz eğrileri ( $\varphi=0$ )

Çok katmanlı yapı birim hücre tasarımında, bir iterasyon neticesinde tüm olası açı değerleri için iki döngüden fazla genişlikte ve oldukça doğrusal faz eğrileri elde edildiğinden ötürü ikinci bir iterasyona ihtiyaç duyulmamıştır.



## 4. YANSITICI DİZİ ANTENİN ÜRETİMİ VE ÖLÇÜMÜ

### 4.1 Besleme Antenin Konumunun Belirlenmesi

Bu çalışmada besleme antenin konumu  $(\theta_i, \varphi_i) = (30^\circ, 0^\circ)$ , ana hüzmünün yönü ise normal olarak  $((\theta, \varphi) = (0^\circ, 0^\circ))$  tercih edilmiştir. Böylece ölçüm sırasında besleme antenin alıcı anten ile yansıtıcı dizi antenin arasına girmesinden kaynaklı hataları en aza indirmek hedeflenmiştir. Besleme anteni olarak Flann Microwave firmasının FMI Horn 16240-15 modeli kullanılacaktır.

Geliş açısının  $(\theta, \varphi=30^\circ, 0^\circ)$  olarak seçilmesi uzayda bir doğru belirtmektedir. Antenin faz merkezinin,  $z$  eksenine ile  $30^\circ$  yapan bu doğrunun hangi noktasında konumlanacağını belirlemek için aşağıdaki durumlar gözönüne alınmıştır. Şekil 4.2’de gösterilen notasyona göre anten sisteminin E-düzlemi kartezyen koordinatlardaki  $yz$  düzlemi, H-düzlemi ise  $xz$  düzlemdir.

Yakın alan kısıtı: Dizi anten yüzeyi, boynuz besleme antenin uzak alanına yerleştirilmelidir. Üretilecek antenin besleme anteni olarak Flann Microwave firmasının FMI Horn 16240-15 model boynuz anteni kullanılacaktır. Bu antenin en uzun boyutu  $D=75.0$  mm’dir. Fresnel bölgesi sınırı iyi bilinen

$$R = 2D^2/\lambda \quad (4.1)$$

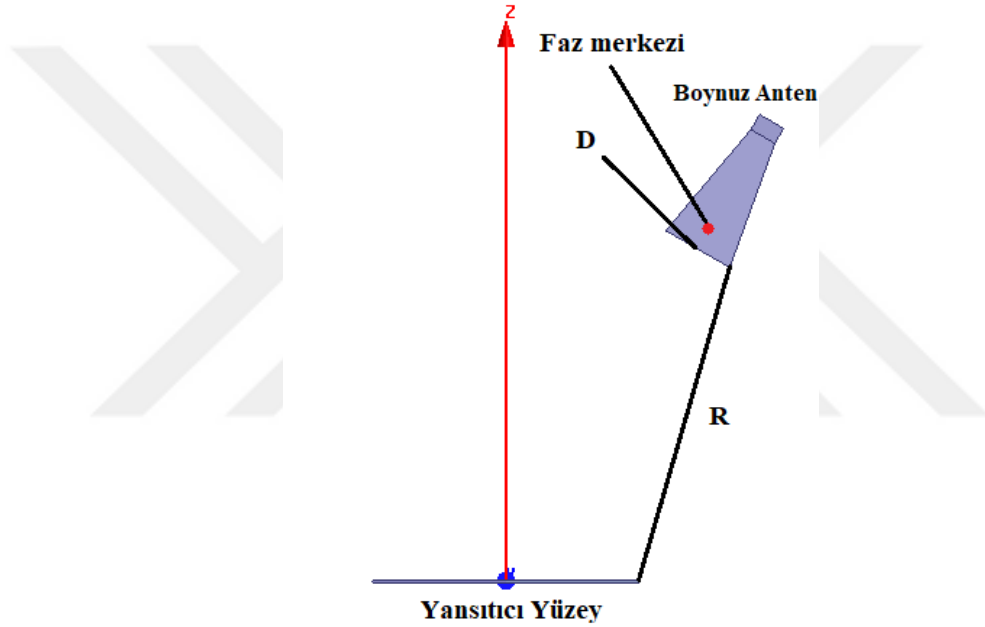
bağıntısı ile verilmektedir. Kullanılacak anten için  $D=75.0$  mm ve  $\lambda=30$  mm’dir. Dolayısıyla, boynuz antenin yansıtıcı yüzeye  $375.0$  mm’den daha uzak olması gerekmektedir. Tasarımda, antenden belirlenen uzaklık  $375.1$  mm olup bu kriteri karşılamaktadır (Şekil 4.1).

$\varphi_{maks}= 30^\circ$  kısıtı: Tek katmanlı antenin alım örüntüsünde  $\varphi$  hassasiyeti olmadığı gösterilmişti. Ancak çok katmanlı birim hücrede  $\varphi=30^\circ$ ’den sonra faz eğrisinin bozulduğu görülmektedir. İki antenin karşılaştırılabilmesi için yansıtıcı yüzeye ulaşan gelen dalganın en büyük  $\varphi$  değeri  $30^\circ$  olacak şekilde seçilmiştir. Ansys HFSS programı ile yapılan simülasyonlarda kullanılacak boynuz antenin faz merkezinin, boynuz antenin yüzeyinden  $20$  mm içeride olduğu tespit edilmiştir. Bu noktadan, her bir yansıtıcı hücrenin merkezine inen doğruların, merkez koordinat düzlemine göre yaptığı  $\theta$  ve  $\varphi$  açı değerleri Şekil 4.2’deki notasyona göre

$$\theta(i,j) = \cos^{-1} \left( \frac{h_A}{(h_A^2 + (X_A - x_{ij})^2 + y_{ij}^2)} \right) \quad (4.2)$$

$$\varphi(i,j) = -\tan^{-1} \left( \frac{y_{ij}}{X_A - x_{ij}} \right) \quad (4.3)$$

bağıntıları kullanılarak hesaplanmıştır.  $x_{ij}$  ve  $y_{ij}$ ,  $(i,j)$  konumundaki birim hücrenin merkezinin koordinatlarını ifade etmektedir. Geometrik olarak da görüleceği üzere, en yüksek  $\varphi$  değerine sahip iki hücre, boynuz antene yakın köşelerde yer alan iki hücredir. Bu hücrelere gelen dalganın açısı  $\varphi=30^\circ$  olarak belirlenirse geri kalan tüm hücrelerin açılarının bundan küçük olacağı garanti altına alınmış olacaktır.



Şekil 4.1 - Boynuz anten yakın alan kriteri gösterimi

Çizelge 4.1’de her bir yansıtıcı eleman üzerine düşen dalganın  $\varphi$  açı değeri gösterilmiştir. (17,1) ve (17,13) elemanları, yansıtıcı antene yakın olan köşelerdeki yansıtıcıların endeks numaralarıdır. Bu elemanlara gelen dalganın  $\varphi$  açısı  $30^\circ$  olarak alınmıştır.

Çizelge 4.1 - 17x13 Anten Dizisi Gelen Dalga  $\varphi$  açI değerleri

<b>X</b> <b>Y</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>	<b>7</b>	<b>8</b>	<b>9</b>	<b>10</b>	<b>11</b>	<b>12</b>	<b>13</b>
<b>1</b>	12,8	10,7	8,6	6,5	4,3	2,2	0,0	-2,2	-4,3	-6,5	-8,6	-10,7	-12,8
<b>2</b>	13,3	11,1	9,0	6,7	4,5	2,3	0,0	-2,3	-4,5	-6,7	-9,0	-11,1	-13,3
<b>3</b>	13,8	11,6	9,3	7,0	4,7	2,3	0,0	-2,3	-4,7	-7,0	-9,3	-11,6	-13,8
<b>4</b>	14,4	12,1	9,7	7,3	4,9	2,4	0,0	-2,4	-4,9	-7,3	-9,7	-12,1	-14,4
<b>5</b>	15,0	12,6	10,1	7,6	5,1	2,6	0,0	-2,6	-5,1	-7,6	-10,1	-12,6	-15,0
<b>6</b>	15,7	13,2	10,6	8,0	5,3	2,7	0,0	-2,7	-5,3	-8,0	-10,6	-13,2	-15,7
<b>7</b>	16,4	13,8	11,1	8,4	5,6	2,8	0,0	-2,8	-5,6	-8,4	-11,1	-13,8	-16,4
<b>8</b>	17,2	14,5	11,7	8,8	5,9	3,0	0,0	-3,0	-5,9	-8,8	-11,7	-14,5	-17,2
<b>9</b>	18,1	15,2	12,3	9,3	6,2	3,1	0,0	-3,1	-6,2	-9,3	-12,3	-15,2	-18,1
<b>10</b>	19,0	16,0	13,0	9,8	6,6	3,3	0,0	-3,3	-6,6	-9,8	-13,0	-16,0	-19,0
<b>11</b>	20,1	17,0	13,7	10,4	7,0	3,5	0,0	-3,5	-7,0	-10,4	-13,7	-17,0	-20,1
<b>12</b>	21,3	18,0	14,6	11,0	7,4	3,7	0,0	-3,7	-7,4	-11,0	-14,6	-18,0	-21,3
<b>13</b>	22,6	19,2	15,5	11,8	7,9	4,0	0,0	-4,0	-7,9	-11,8	-15,5	-19,2	-22,6
<b>14</b>	24,1	20,5	16,6	12,6	8,5	4,3	0,0	-4,3	-8,5	-12,6	-16,6	-20,5	-24,1
<b>15</b>	25,8	22,0	17,9	13,6	9,2	4,6	0,0	-4,6	-9,2	-13,6	-17,9	-22,0	-25,8
<b>16</b>	27,8	23,7	19,3	14,8	10,0	5,0	0,0	-5,0	-10,0	-14,8	-19,3	-23,7	-27,8
<b>17</b>	30,0	25,7	21,1	16,1	10,9	5,5	0,0	-5,5	-10,9	-16,1	-21,1	-25,7	-30,0

Çizelge 4.2’de ise gelen dalgaların  $\theta$  açI değerleri gösterilmiştir. (1,1) ve (1,13) hücreleri en yüksek  $\theta$ , (17,7) hücresi ise en düşük  $\theta$  değerine sahiptir. En düşük ve en yüksek  $\theta$  değerleri (18.07°, 40.35°)’dir.

Yansıtıcı anten ile boynuz antenin duruşu ve kullanılan notasyona ilişkin gösterim Şekil 4.2’de verilmiştir. Maksimum geliş  $\varphi$  açısının 30° olarak seçilmesi senaryosuna göre  $h_A$  ve  $X_A$  değerleri 382.3mm ve 220.7mm olarak hesaplanmıştır. Böylece, boynuz antenin tam konumu belirlenmiştir.

Çizelge 4.2 - 17x13 Anten Dizisi Gelen Dalga  $\theta$  açısı değerleri

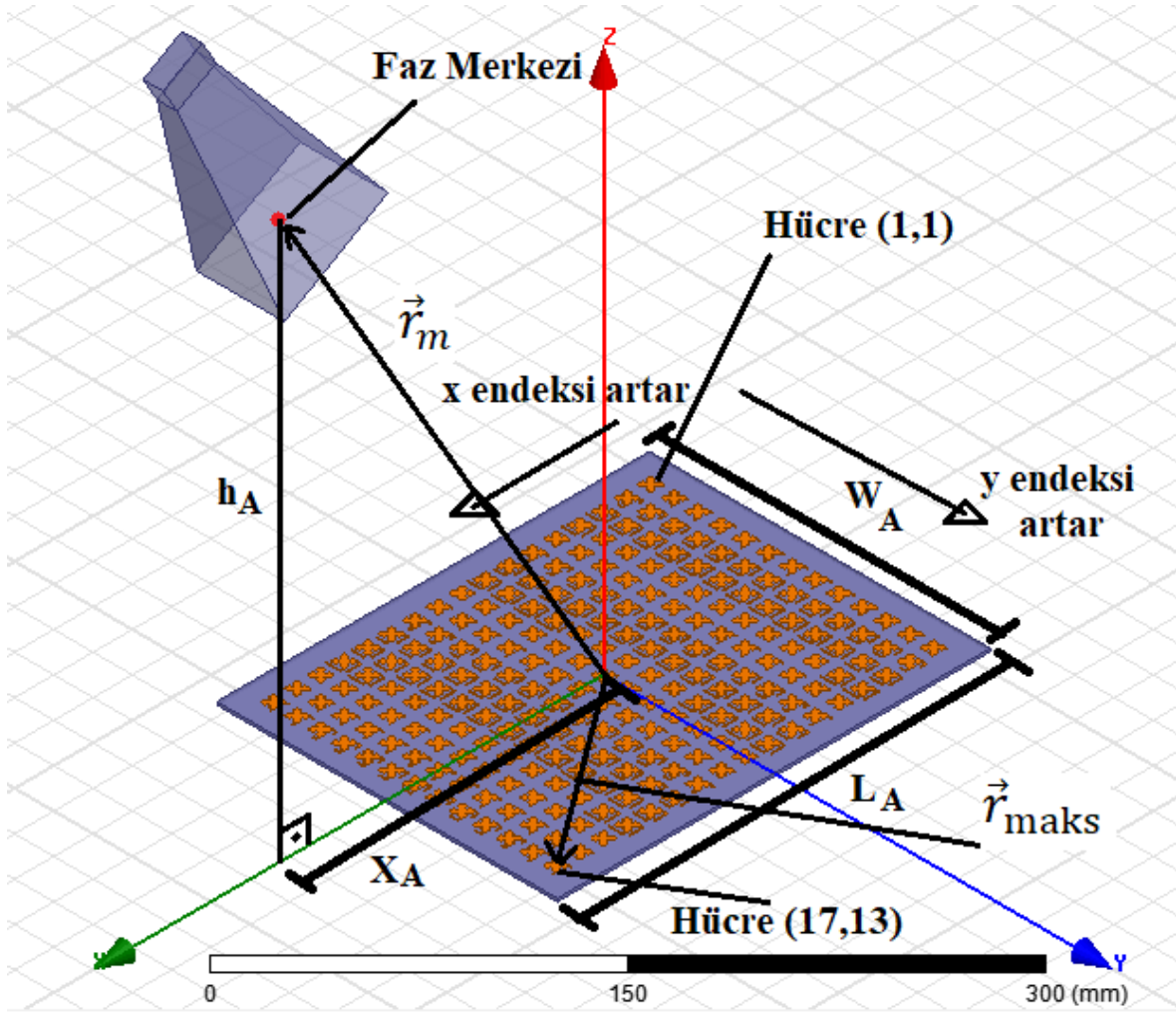
X \ Y	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
1	40,35	40,14	39,96	39,82	39,72	39,66	39,64	39,66	39,72	39,82	39,96	40,14	40,35
2	39,32	39,09	38,9	38,75	38,64	38,58	38,56	38,58	38,64	38,75	38,9	39,09	39,32
3	38,26	38,01	37,81	37,65	37,53	37,46	37,44	37,46	37,53	37,65	37,81	38,01	38,26
4	37,16	36,9	36,68	36,51	36,39	36,31	36,29	36,31	36,39	36,51	36,68	36,9	37,16
5	36,04	35,76	35,53	35,34	35,21	35,13	35,1	35,13	35,21	35,34	35,53	35,76	36,04
6	34,89	34,59	34,34	34,14	34	33,91	33,88	33,91	34	34,14	34,34	34,59	34,89
7	33,71	33,39	33,12	32,9	32,75	32,66	32,62	32,66	32,75	32,9	33,12	33,39	33,71
8	32,51	32,16	31,86	31,63	31,47	31,36	31,33	31,36	31,47	31,63	31,86	32,16	32,51
9	31,27	30,89	30,58	30,33	30,15	30,04	30	30,04	30,15	30,33	30,58	30,89	31,27
10	30,01	29,6	29,26	28,99	28,79	28,67	28,63	28,67	28,79	28,99	29,26	29,6	30,01
11	28,72	28,28	27,91	27,61	27,4	27,27	27,23	27,27	27,4	27,61	27,91	28,28	28,72
12	27,41	26,93	26,53	26,21	25,98	25,84	25,79	25,84	25,98	26,21	26,53	26,93	27,41
13	26,08	25,56	25,12	24,77	24,52	24,36	24,31	24,36	24,52	24,77	25,12	25,56	26,08
14	24,73	24,17	23,69	23,31	23,03	22,86	22,8	22,86	23,03	23,31	23,69	24,17	24,73
15	23,37	22,76	22,23	21,81	21,51	21,32	21,26	21,32	21,51	21,81	22,23	22,76	23,37
16	22,01	21,33	20,76	20,29	19,96	19,75	19,68	19,75	19,96	20,29	20,76	21,33	22,01
17	20,64	19,9	19,27	18,75	18,38	18,15	18,07	18,15	18,38	18,75	19,27	19,9	20,64

**10 dB Hüzme Genişliği Kısıtı:** Aydınlanma ve taşma verimleri açısından, yansıtıcı yüzeyin kenarları boynuz antenin maksimum kazancının 10 dB düştüğü açı (10 dB Hüzme Genişliği) civarında olması gerekmektedir.

Yansıtıcı yüzeyin kenar noktalarında boynuz antenin ana hüzmesinden kaç derece sapma olduğunun en yüksek sapma açısına sahip hücre bulunmalıdır. En yüksek sapma açısı (17,1) ve (17,13) hücrelerindedir. Bu iki hücre üzerindeki  $\varphi$  gelme açısının  $30^\circ$  olduğu daha önce belirtilmişti. Sapma açılarını bulmak için aşağıdaki bağıntı kullanılır:

$$\theta_{sapma} = \angle(\vec{r}_m, \vec{r}_m - \vec{r}_{maks}) \quad (4.4)$$

Burada  $\vec{r}_m$ , faz merkezinin pozisyon vektörü,  $\vec{r}_{maks}$  ise en yüksek sapmayı veren hücrenin merkezinin pozisyon vektörünü belirtir.

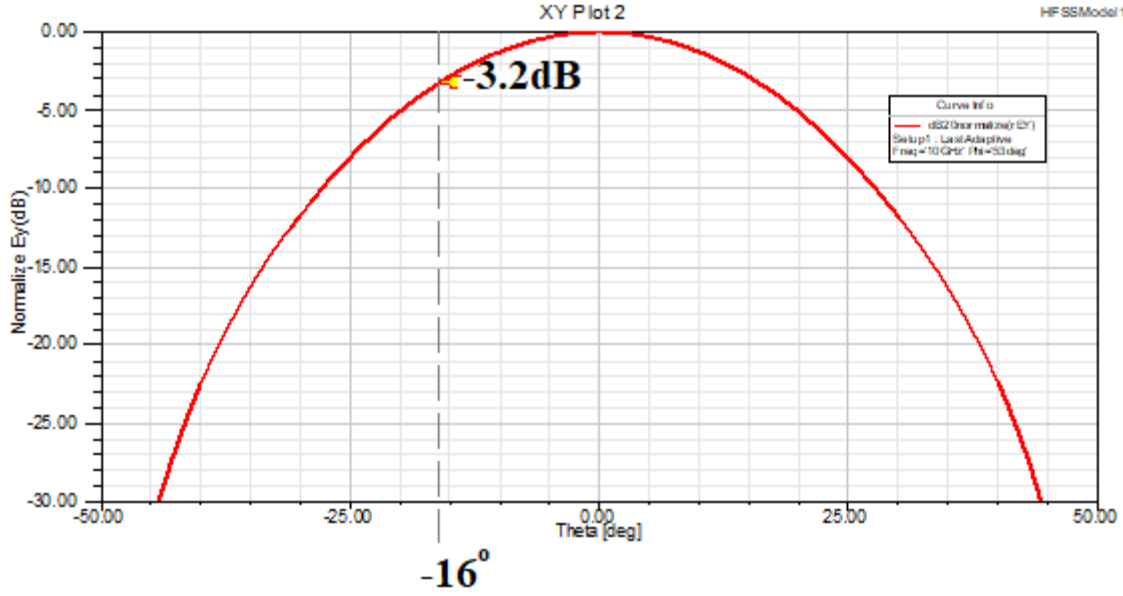


Şekil 4.2- Besleme anteni ve yansıtıcı yüzey notasyonları

Burdada belirtmek gerekir ki  $\theta_{sapma}$ 'nın bulunması için yansıtıcının köşesine denk gelen ( $\varphi = \pi/2 - \varphi_{r_{maks}} \cong 53^\circ$ ) düzlem kullanılmalıdır. Ölçümlerde kullanılan boynuz antenin, bahsedilen düzlemdeki normalize edilmiş örüntüsü Şekil 4.3'te verilmiştir. Görüldüğü gibi en geniş sapma açısında bile boynuz antenin kazancının 3dB düştüğü  $16^\circ$  civarına gelinmiştir. Bu durum taşma verimini düşürecektir. İlk akla gelen çözüm boynuz antenin yüzeye yaklaştırılmasıdır. Ancak yakın alan kısıtı ve çok katmanlı yapının  $\varphi$  duyarlılığını hesaba kattığımızda antenin daha fazla yaklaştırılmayacağı düşünülmektedir. Diğer bir olası çözüm ise, daha yüksek kazançlı boynuz anten kullanılmasıdır. Böylece  $16^\circ$ 'lik bir sapma ile -10dB'ye daha yakın bir seviyeye gelinebilmesi mümkün olacaktır. Başka bir çözüm ise dizi antende kullanılan eleman sayısının artırılması yani yansıtıcı yüzeyin büyüklüğünün artırılması olabilir. Bu çalışmada, hesaplama gereklerinden ötürü 17x13 boyutunda anten üzerinde çalışıldığı için bu yöntem denenememiştir.

Son olarak belirtmelidir ki verimin düşük olması demek aynı yansıyan gücü elde etmek

için besleme antenin gücünün artırılmasının gerekmesi demektir. Yukarıda, güç ile ilgili kısımdaki değerlendirmede belirtildiği üzere, yansıtıcı dizi antenlerin güç kapasitesi oldukça yüksektir, dolayısıyla üretilen antenin yüzey veriminin düşük olmasının pratikte önemli bir sorun oluşturmayacağı değerlendirilmektedir.



Şekil 4.3 - Boynuz anten 53° düzlemi örüntüsü

Anten Verim Hesabı: Bir yansıtıcı dizi antenin yüzey veriminin taşma ve aydınlanma verimlerinin çarpımı olduğu ifade edilmişti. Bu bölümde eldeki antenler için gerekli hesaplamalar gösterilecektir. Taşma ve aydınlanma verimleri için çıkarılan son ifadeler aşağıda yeniden yer verilmiştir.

$$\eta_t = \frac{\iint_A \frac{H}{r^3} \left( \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2rr_0} \right)^{2q} dx dy}{\frac{2\pi}{2q+1}} \quad (4.5)$$

$$\eta_a = \frac{\iint_A \frac{1}{r} \left( \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2rr_0} \right)^q \left( \frac{H}{r} \right)^{q_e} dx dy}{A_0 \iint_A \frac{H}{r^3} \left( \frac{r_0^2 + r^2 - s^2}{2rr_0} \right)^{2q} dx dy} \quad (4.6)$$

Bu ifadelerde yer alan integrallerin, her birinin, birbiri ile eş genişlikteki birim hücreler için birer toplam haline dönüştürülerek alınması gerekmektedir. Bu değişim yapıldığında verim ifadeleri aşağıdaki forma dönüşür.

$$\eta_t = \frac{\sum_{i,j} \frac{H}{r_{ij}^3} \left( \frac{r_0^2 + r_{ij}^2 - s_{ij}^2}{2r_{ij}r_0} \right)^{2q} \Delta x_i \Delta y_j}{\frac{2\pi}{2q+1}} \quad (4.7)$$

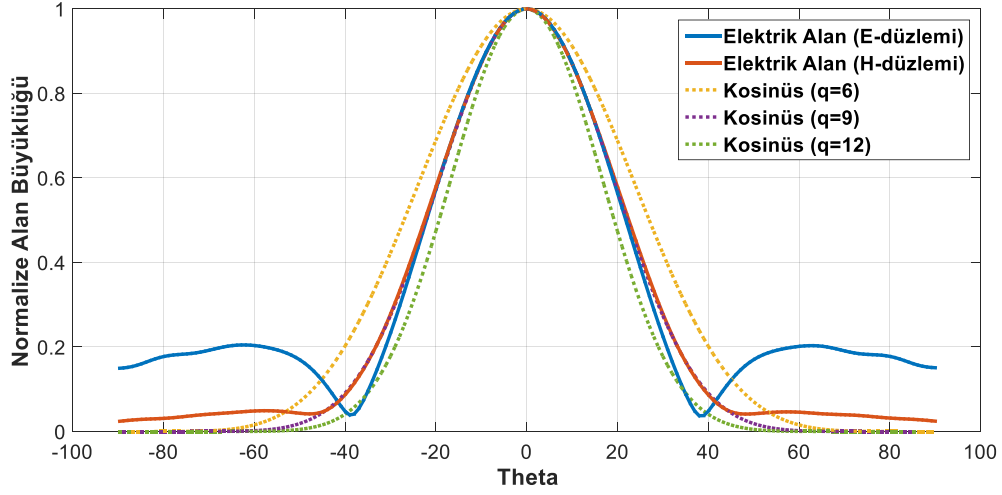
$$\eta_a = \frac{\left| \sum_{i,j} \frac{1}{r_{ij}} \left( \frac{r_0^2 + r_{ij}^2 - s_{ij}^2}{2r_{ij}r_0} \right)^q \left( \frac{H}{r_{ij}} \right)^{q_e} \Delta x_i \Delta y_j \right|^2}{A_0 \sum_{i,j} \frac{H}{r_{ij}^3} \left( \frac{r_0^2 + r_{ij}^2 - s_{ij}^2}{2r_{ij}r_0} \right)^{2q} \Delta x_i \Delta y_j} \quad (4.8)$$

Bu toplam ifadeleri içindeki  $r_0$ ,  $r$ ,  $s$ ,  $H$  ve  $\Delta A$  değişkenlerinin çalıştığımız geometrideki karşılıkları Çizelge 4.3'te verilmiştir.

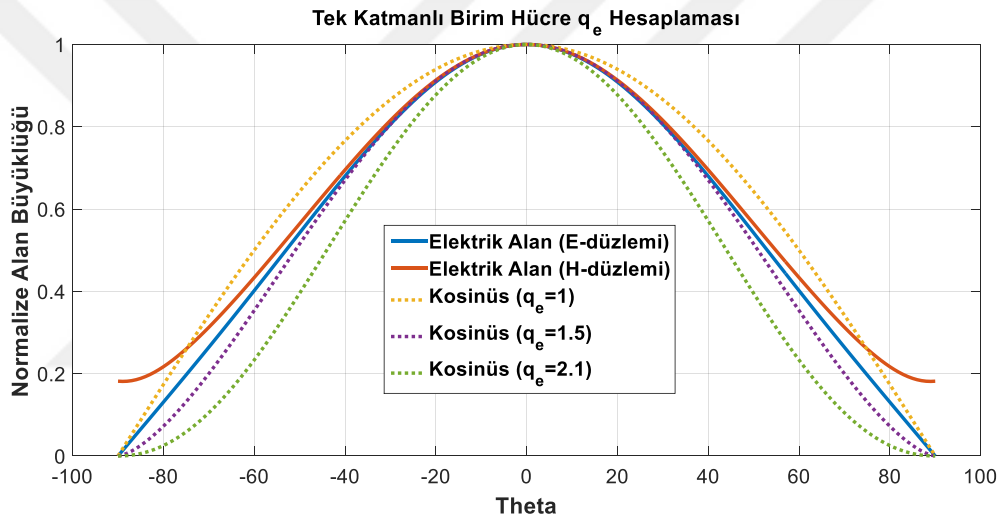
Çizelge 4.3 - Yüzey verim hesabı değişken çizelgesi

Parametre	Analitik İfadesi ve Değeri
Besleme anten faz merkezinin yansıma yüzeyinden yüksekliği	$H=382.3 \text{ mm}$
Kaynak besleme noktası (Kaynaktan gelen sinyalin, anten yüzeyinde en yüksek olduğu nokta)	$P_0 (0,0,0)$ $\theta_0 = 30^\circ$ $\tan\theta_0 = 0.577$
Hücre pozisyonu	$P(x,y,0)$
Kaynak ile besleme noktası arası pozisyon vektörü	$\vec{r}_0 = \overline{FP}_0 = (-H\tan\theta_0)\hat{x} + y_0\hat{y} + (-H)\hat{z}$ $= -220.72 \hat{x} - 382.3\hat{z}$ $ \vec{r}_0  = r_0 = 441.44 \text{ mm}$
Kaynak ile hücre arası pozisyon vektörü	$\vec{r}_{ij} = \overline{FP} = (x - 220.72)\hat{x} + y\hat{y} + (-H)\hat{z}$ $ \vec{r}_{ij}  = r_{ij} = \sqrt{x_i^2 + y_j^2 + 194,871,0 - 441.44 x_i}$ $\hat{r} = \frac{\vec{r}}{ \vec{r} }$
Besleme noktası ile hücre arası mesafe	$s =  PP_0  = \sqrt{x_i^2 + y_j^2}$
Birim hücre boyutu	$\Delta x_i = \Delta y_j = 0.4 \lambda$ $\Delta A = 144 \text{ mm}^2$

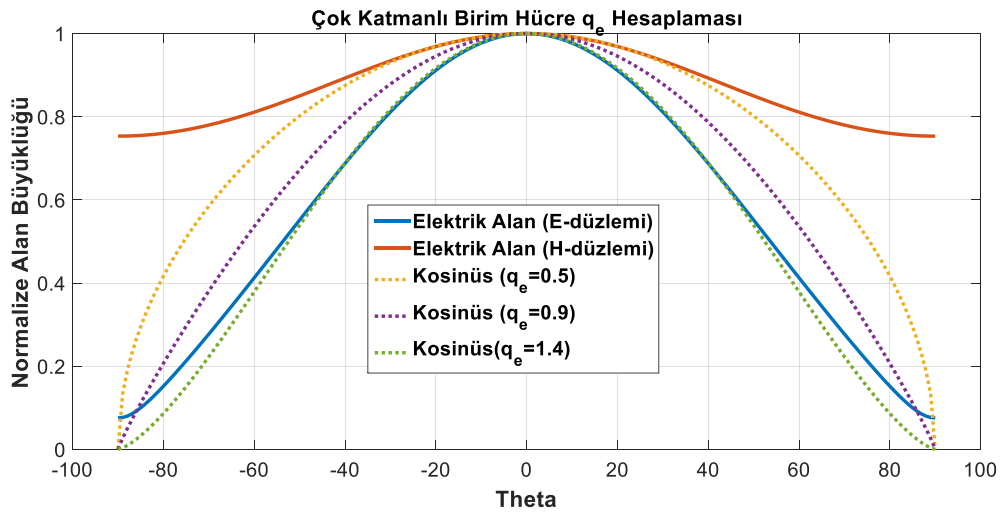
Çizelgede yer alan parametrelere ilave olarak  $q$  besleme anten kosinüs fonksiyonunun parametresi ve  $q_e$  birim hücre örüntüsü parametresinin de belirlenmesi gerekmektedir. Bu iş için en uygun ve basit yöntem eğriye uydurma yöntemidir.



Şekil 4.4 - Boynuz anten örüntü  $q$  değeri



Şekil 4.5 – Tek katmanlı birim hücre örüntü  $q$  değeri



Şekil 4.6 - Çok katmanlı birim hücre  $q$  değeri



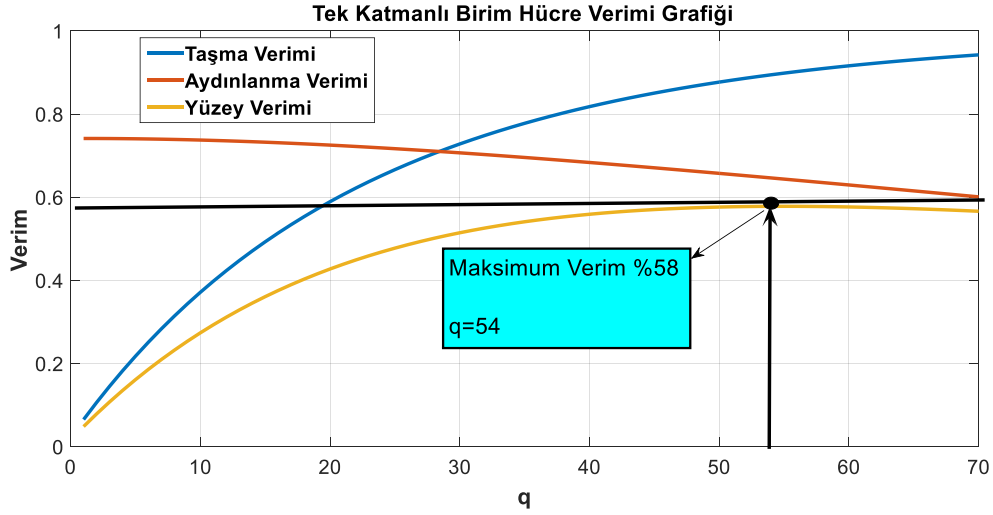
Şekil 4.4'te, boynuz antenin  $E$  ve  $H$  düzlemlerindeki örüntüsü ile farklı  $q$  değerleri için kosinüs fonksiyonu çizdirilmiştir. Kullanılan boynuz anten için  $q=9$  olmaktadır. Şekil 4.5'te ise aynı uygulama tek katmanlı yapı birim hücre örüntüsü için yapılmıştır. Buradaki en uygun  $q_e$  değeri ise 1.5 olarak tespit edilmiştir. Şekil 4.6'da ise çok katmanlı birim hücre için gösterim yer almaktadır. Çok katmanlı yapıda birim hücrenin örüntüsü  $E$  ve  $H$  düzlemleri için farklılık gösterdiğinden ötürü ortalama bir değer bulunması gerekmiştir. Bu değer  $q=0.9$  olarak belirlenmiştir. Verim hesaplamasında bu iki değer kullanılacaktır. Eş.4.7 ve Eş.4.8'te verilen toplam ifadeleri MATLAB programı kullanılarak çözülmüştür. Elde edilen sonuçlar Çizelge 4.4'te yer almaktadır.

Çizelge 4.4 - Yüzey verimi hesaplama çizelgesi

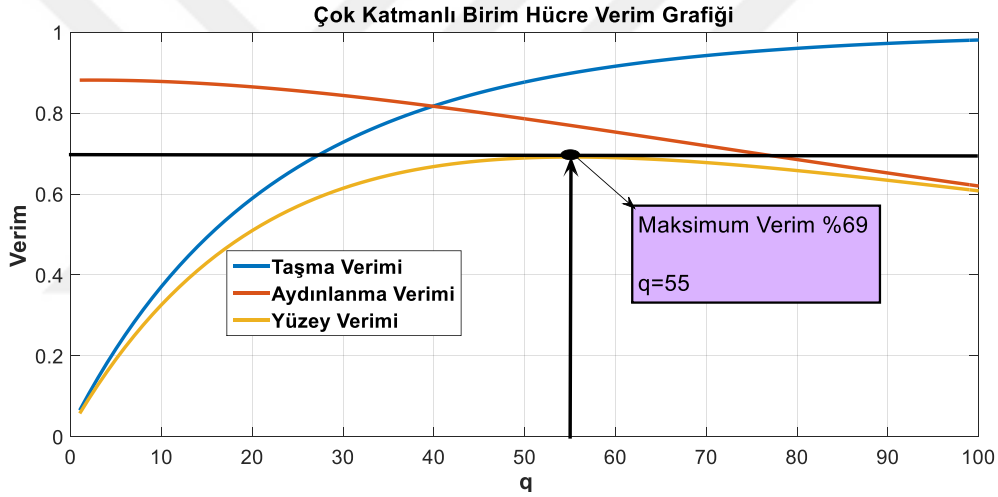
	Aydınlanma Verimi	Taşma Verimi	Toplam Verim
<b>Tek Katmanlı Anten</b>	%73.8	%34.3	%25.3
<b>Çok Katmanlı Anten</b>	%87.9	%34.3	%30.2

Beklendiği gibi, taşma verimi her iki anten için de aynıdır nitekim bu verim türü yansıtıcı yüzeyin boyutu ve besleme anteni dışında bir değişkene bağlı değildir. Aydınlanma verimi ise yüzey üzerine düşen gücün ne kadarlık kısmının yansıtılabildiği ile ilgilidir. Çok katmanlı antenin veriminin yüksek çıkması, yine, beklenen bir durumdur nitekim tasarımı itibariyle örüntü fonksiyonu  $q$  değeri, tek katmanlı antenden daha düşük olduğu için, kenarlardaki hücreler tarafından yansıtılan güç daha fazladır. Buradaki sonuca göre, çok katmanlı antenin kazancının daha yüksek, hüzme genişliğinin de daha dar olacağı öngörülebilir. Eldeki antenler ile en yüksek verimin elde edilebileceği farklı bir boynuz anten kullanılması mümkündür. Bu konuda yapılan analiz çalışmasına ilişkin gösterimler aşağıda yer almaktadır. Bu gösterimlerde, farklı  $q$  değerlerine sahip boynuz antenler için aydınlanma verimi, taşma verimi ve toplam verim çizdirilmiştir (Şekil 4.7 ve Şekil 4.8).

Tek katmanlı yapı için en yüksek verim, besleme antenin örüntü fonksiyonu parametresi  $q=54$  için %58 olarak hesaplanmıştır. Çok katmanlı yapının maksimum verimi ise %69 olup  $q=55$  olduğu durumda mümkündür.  $q$  değerlerinin bu denli yüksek olması için, firmaların üretim portföyünde bulunması çok zor olan, yüksek kazançlı bir besleme anteni kullanılması gerekmektedir.



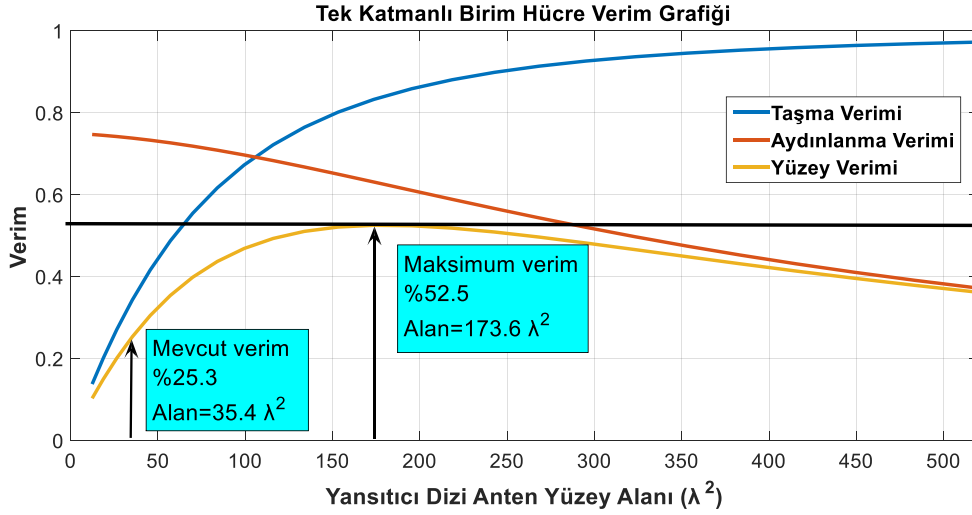
Şekil 4.7 - Tek katmanlı birim hücre verim eniyileme grafiği ( $q$ )



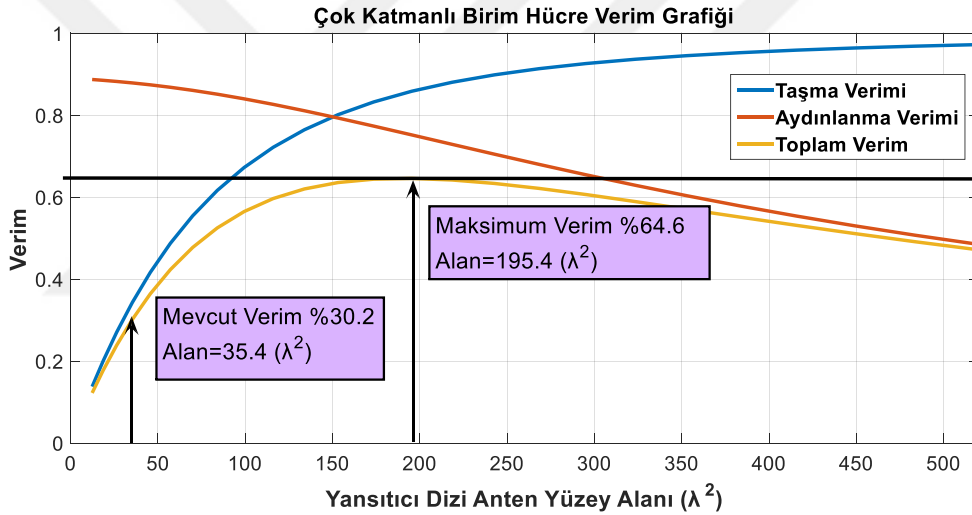
Şekil 4.8 - Çok katmanlı birim hücre verim eniyileme grafiği ( $q$ )

Boynuz antenin örüntü fonksiyonunun farklı  $q$  değerleri için yapılan bu analiz, daha geniş bir yansıtıcı anten kullanılması durumuna yönelik olarak da yapılabilir. Bu senaryoda, boynuz antenin  $q$  değeri, bu çalışmada kullanılan antenin değeri, 9, olarak seçilmiş, ardından yansıtıcı yüzeyin farklı boyları için taşma, aydınlanma ve toplam verim ifadeleri bulunmuştur (Şekil 4.9 ve Şekil 4.10).

Yapılan analizde, tek katmanlı anten için yansıtıcı yüzeyin  $35.4 \lambda^2$ 'den  $173.6 \lambda^2$  (1085 birim hücre) yükseltildiği durumda yüzey veriminin %52.5'e çıkabildiği gösterilmiştir. Çok katmanlı anten için ise yüzey  $195.4 \lambda^2$  (1221 birim hücre) olduğunda optimum verim noktası olarak %64.6 yüzey verimine ulaşıldığı görülmüştür.



Şekil 4.9 - Tek katmanlı birim hücre verim eniyileme grafiği (Yansıtıcı Alanı)



Şekil 4.10 - Çok katmanlı birim hücre verim eniyileme grafiği (Yansıtıcı Alanı)

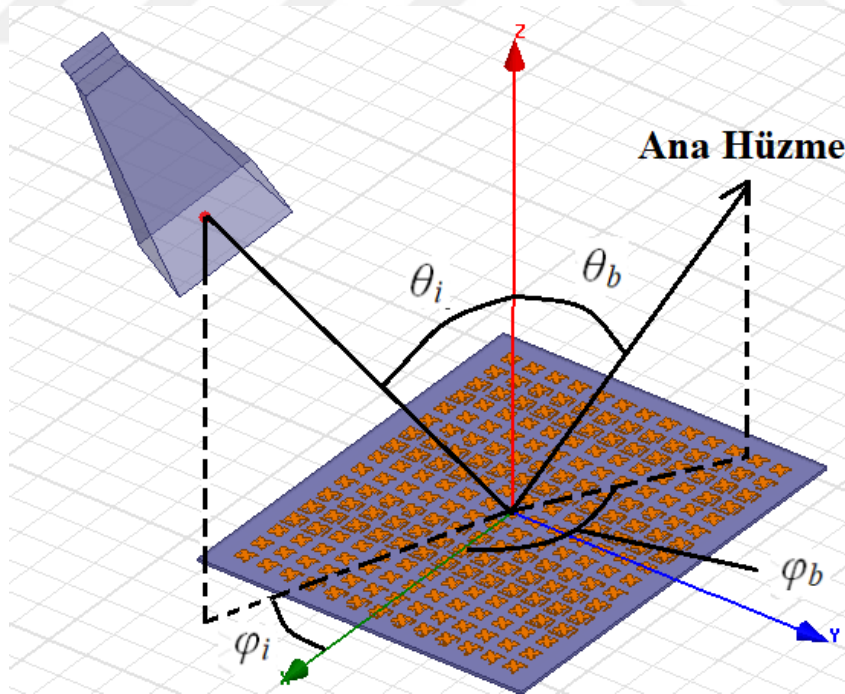
Literatürde X-bantta tasarlanan yansıtıcı dizi antenlerin genelinin ortalama %50-60 aralığında verimle çalıştıkları söylenebilir. Bir çalışmada, 10 GHz merkez frekansı ve  $26.3\lambda_0$  genişliğinde 1656 elemanlı bir dizi anten ile %50'den fazla verim elde edilmiştir [60]. Aynı frekansta  $9.6\lambda_0$  genişlik ve 2304 elemanlı anten tasarımı yapılmış diğer bir çalışmada ise %56.5 verim rapor edilmiştir [105].  $8.9\lambda_0$  genişlik ve 277 elemanlı başka bir antende ise %50 verim elde edilmiştir [42]. Bu tez kapsamında geliştirilen antenin genişliği  $8.6\lambda_0$  olup 221 eleman kullanılmıştır. Literatürde yer alan diğer çalışmalar göz önüne alındığında, elde edilen %30.2 ve %25.3 anten açıklık verimlerinin benzeri genişlik ve eleman sayısı kullanılan başka antenler arasında da düşük olduğu göze çarpmaktadır. Bunun bir sebebinin kullanılan boynuz anten olduğu değerlendirilmektedir. Nitekim

açıklık verimini oluşturan aydınlanma verimi ve taşma verimi ifadelerine bakıldığında, aydınlanma verimlerinin, tasarlanan iki anten için %73.8 ve %87.9 olduğu ancak tamamen besleme antenine bağlı olan taşma veriminin %34.3 olduğu görülmektedir. Kazancı daha yüksek bir besleme anten ile bu değerlerin yükseltilmesi böylece toplam anten veriminin literatürdeki diğer örneklerin seviyesine çekilmesi mümkündür. Öte yandan antenin boyutlarının artırılması da, yansıtıcı yüzeyin kenarlarına ulaşan gücün merkeze ulaşan güce oranını azaltacağı için aydınlanma verimini azaltacak olmakla birlikte, yansıtıcı yüzeyine ulaşan gücün oranını artırarak taşma verimini artıracak, böylece toplam verim değerini optimum değere doğru kaydırarak iyileşmesini sağlayacaktır.

Bu değerlendirmeler ile birim hücre tasarımı, boynuz anten pozisyonuna ilişkin çalışmalar ve verim hesabı tamamlanmıştır.

#### 4.2 Hücrelerin Faz Değerlerinin Belirlenmesi ve Faz Değerlerine Karşılık Gelen Eklenti Boylarının Bulunması

Bu bölümde, 17x13 elemanlı yansıtıcı dizi antenin her bir elemanının üzerine gelen sinyale katması gereken faz değerinin hesaplanması ve bu değerlere karşılık gelen eklenti boylarının bulunması anlatılacaktır.



Şekil 4.11 - Geleneksel bir yansıtıcı dizi anten modeli

Bir reflektör antende, besleme anteninin faz merkezi, yansıtıcı yüzeyin odak noktasında yer alması gerekmektedir. Yukarıdaki şekilde görüldüğü üzere, ana hüzmeye  $\theta_b$  ve  $\phi_b$

açısına yönlendirildiği durumda  $x_i, y_j$  konumundaki yansıtıcıdan yansıyan alanın sahip olması gereken faz aşağıda verilmektedir.

$$\varphi(x_i, y_j) = -k_0 \sin \theta_b \cos \varphi_b x_i - k_0 \sin \theta_b \sin \varphi_b y_j \quad (4.9)$$

Burada  $k_0$  boş uzay dalga sabitidir. Öte yandan, her bir yansıtıcı üzerindeki faz, kaynaktan gelen dalganın fazı ile yansıtıcının yansıma katsayısının toplamıdır.

$$\varphi(x_i, y_j) = -k_0 d_{i,j} + \varphi_H(\theta_{ij}, \varphi_{ij}) + \varphi_R(x_i, y_j) \quad (4.10)$$

Burada  $d_{i,j}$  besleme anteninin faz merkezi ile  $x_i, y_i$  konumundaki yansıtıcı arasındaki mesafeye karşılık gelmektedir.  $\varphi_H(\theta_{ij}, \varphi_{ij})$  ise boynuz antene ait bir fonksiyondur. Boynuz antenin faz merkezinin her yöne eş fazlı dalga yayan bir nokta kaynak gibi davranması beklenir ancak eldeki antenin, yansıtıcı yüzeyin kenarlarına doğru 15°'lik sapma meydana getirdiği hesaplanmış ve bu sapmalar da hesaba katılmıştır.

Gelen dalga ve yansıyan dalga açısından ayrı ayrı yazılan bu faz ifadeleri birbirine eşit olmak zorundadır. Bu eşitlikten,  $\varphi_R^{i,j}$ , her bir yansıtıcının alması gereken faz değerleri ayrı ayrı bulunabilir.

$$\varphi_R^{i,j} = k_0(d_{i,j} - (x_i \cos \varphi_b + y_j \sin \varphi_b) \sin \theta_b) - \varphi_H(\theta_{ij}, \varphi_{ij}) \quad (4.11)$$

Üretilcek antende  $\theta_b = \varphi_b = 0$  olarak seçilmiştir. Bu durumda yukarıdaki eşitlik basitleşecektir. Ayrıca Şekil 4.11'de yer alan notasyon kullanıldığında faz belirlemede kullanılacak bağıntılar aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\varphi_R^{i,j} = k_0 d_{i,j} - \varphi_H(\theta_{ij}, \varphi_{ij}) \quad (4.12)$$

$$d_{i,j} = \sqrt{h_A^2 + (X_A - x_{i,j})^2 + y_{i,j}^2} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} x_{i,j} &= 0.4\lambda \times \left( i - \left[ \frac{N_x + 1}{2} \right] \right) \\ y_{i,j} &= 0.4\lambda \times \left( j - \left[ \frac{N_y + 1}{2} \right] \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Burada  $N_x$ ,  $x$  yönündeki eleman sayısı,  $N_y$  ise  $y$  yönündeki eleman sayısını ifade etmektedir. Boynuz antenin faz haritasını gösteren  $\varphi_H(\theta_{ij}, \varphi_{ij})$  verisi HFSS yardımıyla elde edilmiştir. Eş.4.12-14 bağıntıları ile 221 yansıtıcının her birinin sahip olması gereken faz değeri hesaplanmış ve Çizelge 4.5'te verilmiştir. Anlaşılacağı üzere bu çizelge, boynuz anten konumu değişmediğinden ötürü, üretilcek olan tek ve çok katmanlı antenler arasında değişiklik göstermeyecektir. Çizelge üzerindeki faz değerleri renk skalasında gösterilmiştir.

Çizelge 4.5 - Birim hücre faz haritası çizelgesi

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	Renk Lejandı
1	262.5	243.6	228	215.9	207.2	201.9	200.2	202	207.2	215.9	228	243.6	262.6	360
2	172.1	152.8	137	124.7	115.9	110.6	108.8	110.6	115.9	124.7	137	152.8	172.1	337.5
3	83.9	64.3	48.3	35.8	26.8	21	19.2	21	26.8	35.8	48.3	64.3	83.9	315
4	358	338.1	321.8	309.1	299.7	294.2	292.4	294.2	299.7	309.2	321.9	338.2	358	292.5
5	274.5	254.4	237.8	224.6	215.4	209.9	208	209.9	215.4	224.6	237.9	254.4	274.5	270
6	193.6	173.2	156.1	143	133.7	128	126.2	128.1	133.7	143	156.1	173.2	193.6	247.5
7	115.3	94.4	77.4	64.1	54.6	48.9	47	48.9	54.6	64.1	77.4	94.4	115.3	225
8	39.8	18.6	1.4	347.9	338.2	332.4	330.5	332.4	338.2	347.9	1.4	18.6	39.8	202.5
9	327	305.7	288.2	274.6	264.8	258.9	257	258.9	264.8	274.6	288.2	305.7	327	180
10	257.4	235.8	218.1	204.3	194.4	188.5	186.5	188.5	194.4	204.3	218.1	235.8	257.4	157.5
11	190.9	169.1	151.2	137.2	127.3	121.3	119.3	121.3	127.3	137.2	151.2	169.1	190.9	135
12	127.7	105.6	87.5	73.5	63.3	57.2	55.2	57.2	63.3	73.5	87.4	105.6	127.7	112.5
13	67.8	45.5	27.3	13	2.7	356.9	354.8	356.9	2.7	13	27.3	45.5	67.8	90
14	11.4	349.1	330.5	316.3	305.9	299.7	297.6	299.7	306	316.4	330.5	349.1	11.4	67.5
15	318.9	296	277.6	263	252.5	246.6	244.5	246.7	252.5	263	277.7	296	318.9	45
16	269.7	247.1	228.1	213.9	203.2	196.9	194.7	196.9	203.3	213.9	228.2	247.2	269.8	22.5
17	224.4	201.6	183	168.1	158	151.6	149.4	151.6	158.1	168.2	183.1	201.7	224.5	0

Yukarıda hesaplanan faz değerine karşılık gelen eklenti boylarının belirlenebilmesi için, HFSS programı ile hesaplanan ve birim hücre üzerine düşen düzlem dalganın  $10^\circ \leq \theta \leq 40^\circ$  ve  $|\phi| \leq 30^\circ$  aralığında,  $\theta$  için  $10^\circ$ ,  $\phi$  için  $15^\circ$  hassasiyette, farklı geliş açıları için 20 eğri MATLAB programına kaydedilmiştir. Ardından aşağıdaki sıralama ile yapılan bir işlemle her bir hücre için gereken eklenti boyu hesaplanmıştır.

- Her bir hücre için daha önceden hesaplanan  $\theta_{i,j}$  ve  $\phi_{i,j}$  geliş açıları için en yakın iki eğri tespit edilir.
- Belirlenen iki eğride ihtiyaç duyulan faz değerine karşılık gelen uzunluklar bulunur ve interpolasyon yapılarak son eklenti uzunluğu belirlenir.
- Tek katmanlı yapıda faz eğrilerinin genişliği yaklaşık  $360^\circ$  civarındadır. Dolayısıyla her bir hücre için tek bir değer elde edilir.
- Çok katmanlı yapıda ise faz eğrilerinin genişliği  $720^\circ$ 'den fazladır. Bu yüzden eklenti boyunun kısa ve uzun olduğu iki farklı değer elde edilir ve iki farklı dizi içerisine kaydedilir.

Standart sapma düzeltmesi: Önceki bölümlerde açıklandığı üzere, HFSS programı “sonsuz dizi yaklaşımı” kullanmaktadır. Bu yaklaşımda, her bir birim hücrenin etrafında sonsuz sayıda aynı birim hücrenin var olduğu varsayılmaktadır. Bu açıdan, hücreler arası

gerçekleşen bağlaşım etkilerinin hesaplanan ile yakın olabilmesi için anten içindeki dizilimde komşu hücrelerin birbirlerine yakın eklenti boylarında olmaları gerekmektedir. Bunu sağlayabilmek için aşağıdaki şekilde ilave bir rutin işletilmiştir. Tek katmanlı antende herhangi bir hücre için tek seçenek olduğundan bu işlem sadece çok katmanlı yapı için uygulanabilmiştir.

- Öncelikle düşük uzunluklu eklenti boyu seti ele alınır.
- Her bir hücre için, komşu hücreleri ile birlikte en fazla 9 sayıdan oluşan bir dizi oluşturulur (Çizelge 4.6). Antenin kenarlarında kalan hücreler için bu dizinin sayısı azalacaktır.
- Oluşturulan bu dizi için bir standart sapma değeri hesaplanır. Bu değer, dizi elemanlarının, dizinin ortalamasıyla aralarındaki farkların ortalaması olarak tanımlanır.
- Hesaplanan standart sapma değeri, merkez hücrenin eklenti boyunun üst eklenti boyu setindeki karşılığı ile değiştirildiği durumda hesaplanan standart sapma değeri ile karşılaştırılır.
- İki değerden düşük olana karşılık gelen eklenti boyu, eklenti boyu olarak atanır.

Bu işlem neticesinde 221 elemanlı anten dizisinde 5 elemanın uzunlukları üst seridekilerle değiştirilmiştir. Eleman sayısının artması durumunda çok daha fazla sayıda hücrede değişiklik olacağı değerlendirilmektedir.

Çizelge 4.6 - Standart sapma rutini hücre gösterimi

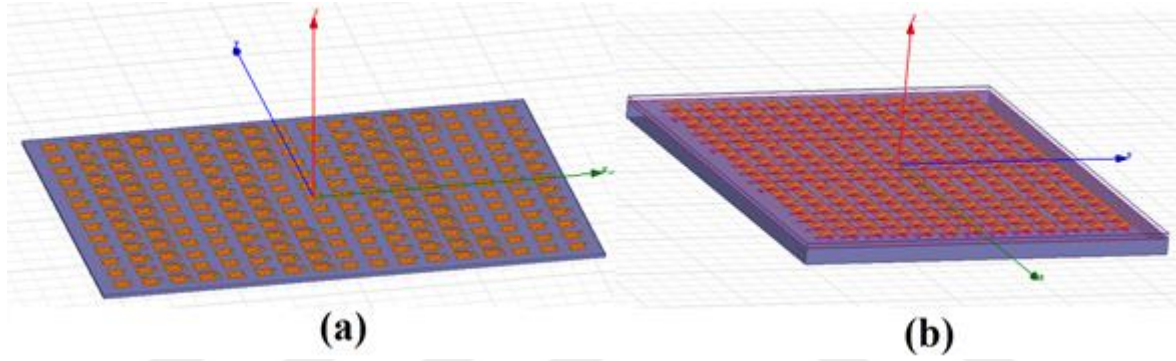
$S_{(i-1,j-1)}$	$S_{i,j-1}$	$S_{i+1,j-1}$
$S_{i-1,j}$	$S_{i,j}/S_{i,j}'$	$S_{i+1,j}$
$S_{i-1,j+1}$	$S_{i,j+1}$	$S_{i+1,j+1}$

Tek katmanlı yapı için hesaplanan uzunluklar Çizelge 4.7’de yer almaktadır. Beklendiği üzere Çizelge 4.5’te yer alan faz haritası ile paralellik arz ettiği görülmektedir. Çok katmanlı yapı da benzer bir özellik gösterdiğinden ona ilişkin grafiğe yer verilmemiştir.

Tek ve çok katmanlı yapıda her bir hücre için ihtiyaç duyulan eklenti boyları hesaplandıktan sonra, HFSS programı kullanılarak antenin tam-dalga analizleri yapılmıştır. Bu analizlerde, HFSS programının FEM modeli kullanılmıştır. Ayrıca hesaplama yükünü azaltabilmek için HFSS programının sunduğu bir özellik kullanılmıştır. Öncelikle sadece

boynuz anten modellenmiş ve simülasyonu yapılmıştır. Sonrasında, bu sonuçları içeren proje, ana yansıtıcı yüzey modelini içeren projenin “kaynak projesi” olarak seçilmiştir. Böylece boynuz anten ve ana yansıtıcı modelleri ayrı ayrı çalışılabilmiştir.

Simülasyonu yapılacak anten birebir olarak modellenmiştir. Toplam 221 adet birim hücrenin eklenti boyları elle girilmiş ve yapı böylece oluşturulmuştur (Şekil 4.12). Yapılan simülasyonlarda maksimum delta enerji değeri 0.02 olarak seçilmiştir. Problem, merkez frekansta, 4.0 GHz Intel i7 işlemci ve 16GB RAM konfigürasyonunda bir bilgisayar ile tek katmanlı yapı için 15 iterasyon sonunda 2.05 milyon tetrahedra ile 04:51 saatte; çok katmanlı yapı için 12 iterasyon sonunda 1.43 milyon tetrahedra ile 03:11 saatte çözülmüştür.



Şekil 4.12 - Tek ve çok katmanlı anten tam dalga analiz modelleri (a) Tek katmanlı, (b) Çok katmanlı

Asitle eritme yöntemi ile üretilen antenin ölçümleri Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Anten Araştırmaları Laboratuvarında yer alan yankısız odada gerçekleştirilmiştir. Sonraki bölümlerde bu ölçüm sonuçları karşılaştırmalı olarak yer alacaktır.

### 4.3 Tek Katmanlı Minkowski Fraktal Uzak Alan Ölçüm ve Sonuçları

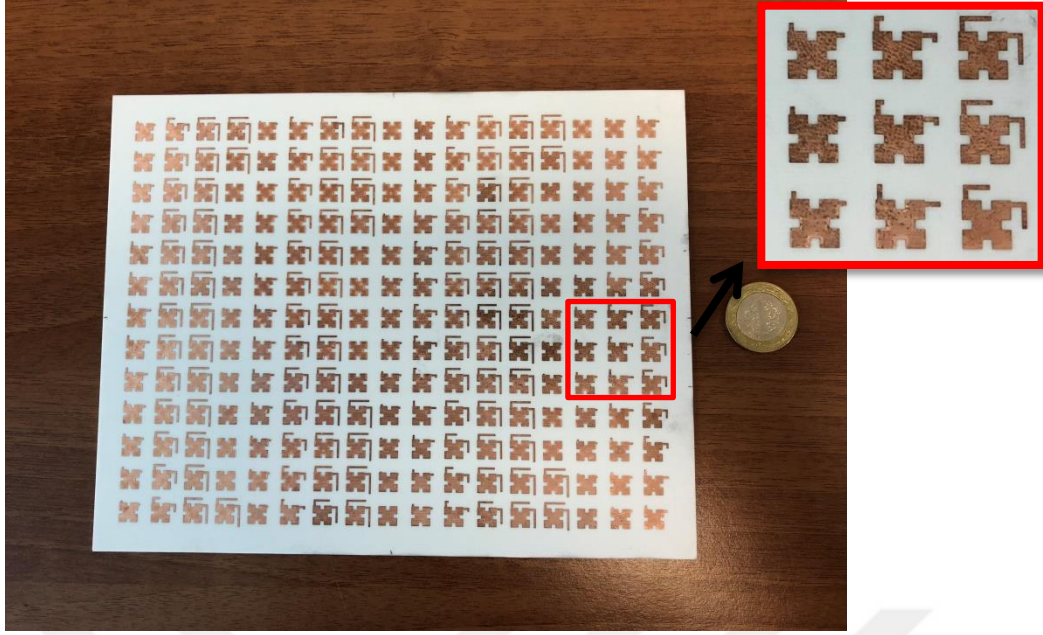
Tek katmanlı birim hücre tasarımı ile ilgili bilgiler yukarıda işlenmiş ve eniyilenen birim hücre değişkenleri Çizelge 3.3’te verilmiştir. Bu tasarım kullanılarak 221 elemanlı (17x13) bir anten tasarlanmış ve asit ile eritme yöntemi ile üretilmiştir. Üretilen antene ilişkin görsele Şekil 4.13’te yer verilmiştir. Söz konusu antenin E ve H düzlemindeki ölçüm görselleri ise Şekil 4.14’te yer almaktadır. Üretilen antenin E ve H düzlemlerindeki eş ve çapraz polarizasyon sonuçları ve HFSS karşılaştırması Şekil 4.15 ve Şekil 4.16’da yer almaktadır.



Çizelge 4.7 - Tek katmanlı yapı hesaplanan eklenti boyları (mm)

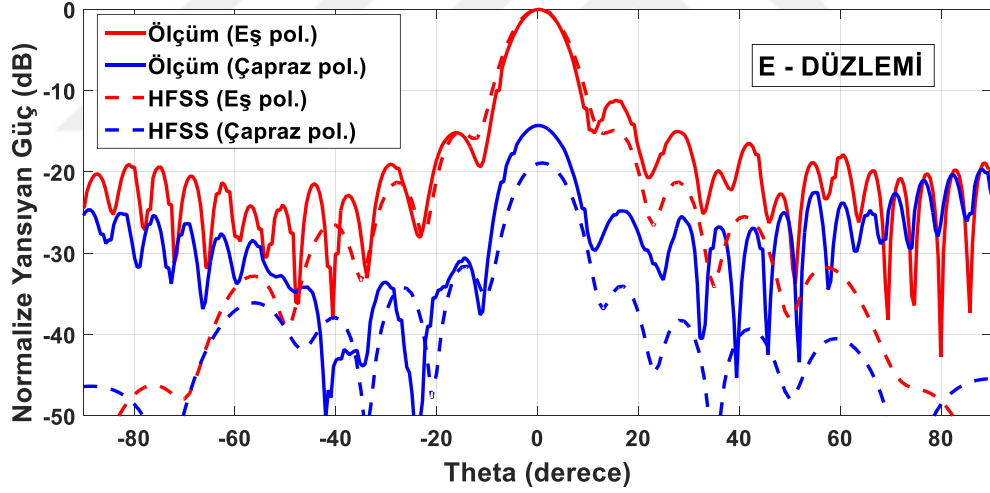
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	Renk Lejandı
1	0.73	0.97	1.19	1.53	1.81	2.00	2.09	2.00	1.81	1.53	1.26	0.98	0.71	10
2	4.33	5.99	6.88	7.50	7.76	7.88	7.92	7.88	7.76	7.50	7.04	6.14	4.46	9.375
3	8.26	8.55	8.74	9.00	9.08	9.14	9.15	9.14	9.08	9.00	8.87	8.68	8.41	8.75
4	9.30	0.00	0.00	0.21	0.33	0.38	0.40	0.38	0.33	0.21	0.00	9.40	9.40	8.125
5	0.59	0.83	1.05	1.31	1.55	1.73	1.79	1.73	1.55	1.32	1.07	0.83	0.57	7.5
6	2.66	4.21	5.52	6.30	6.91	7.13	7.18	7.13	6.91	6.47	5.71	4.38	2.74	6.875
7	7.38	7.88	8.17	8.40	8.64	8.70	8.72	8.70	8.64	8.52	8.32	8.02	7.53	6.25
8	8.70	8.95	9.14	9.20	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	9.30	9.21	9.04	8.83	5.625
9	0.00	0.31	0.52	0.69	0.83	0.91	0.94	0.91	0.83	0.69	0.53	0.31	0.00	5
10	0.89	1.22	1.57	2.06	2.71	3.14	3.28	3.14	2.71	2.11	1.66	1.25	0.90	4.375
11	2.84	4.54	5.85	6.59	7.16	7.34	7.40	7.34	7.16	6.76	6.03	4.72	2.92	3.75
12	6.97	7.64	8.00	8.24	8.51	8.60	8.64	8.60	8.51	8.38	8.15	7.77	7.15	3.125
13	8.21	8.63	8.85	8.95	9.08	9.20	9.20	9.20	9.15	9.03	8.95	8.76	8.41	2.5
14	8.91	9.20	0.00	0.22	0.37	0.44	0.47	0.44	0.37	0.23	0.00	9.20	9.05	1.875
15	0.19	0.49	0.72	0.89	1.08	1.18	1.22	1.18	1.07	0.92	0.71	0.49	0.18	1.25
16	0.80	1.10	1.49	1.88	2.23	2.71	2.86	2.71	2.30	1.91	1.52	1.13	0.81	0.625
17	1.52	2.15	3.49	4.59	5.27	5.87	5.99	5.87	5.49	4.79	3.63	2.21	1.58	0

Gerçekleştirilen ölçümler simülasyon sonuçları ile karşılaştırıldığında özellikle E-düzlem sonuçlarında ana hüzmeye genişliği, yan kulakçık seviyesi ve ilk üç örüntü sıfırının konumlarında önemli ölçüde uyum olduğu görülmektedir. Ölçüm sırasında kullanılan emici (absorber) ve diğer tür malzemelerin iki sonuç arasında sapmaya neden olduğu düşünülmektedir. Öte yandan,  $\theta = (30^\circ, 90^\circ) \cup (-90^\circ, -90^\circ)$  aralığında her iki düzlem için de ölçüm ve hesaplama sonuçlarının farklılaştığı gözlemlenmiştir. Yataya yakın açılarda eş ve çapraz polarizasyon ölçümlerinin benzer bir örüntü takip ettiği de tespit edilmiştir. Bu durum, bu bölgede, ölçüm yapılan ortamdaki diğer faktörlerden kaynaklı etkilerin daha baskın hale geldiği şeklinde yorumlanabilir. Bu faktörlerin birisi ölçüm sırasında kullanılan boynuz anten ve bağlantı kablolarının ölçmeye etkisidir.



Şekil 4.13 - Üretilen tek katmanlı anten görseli

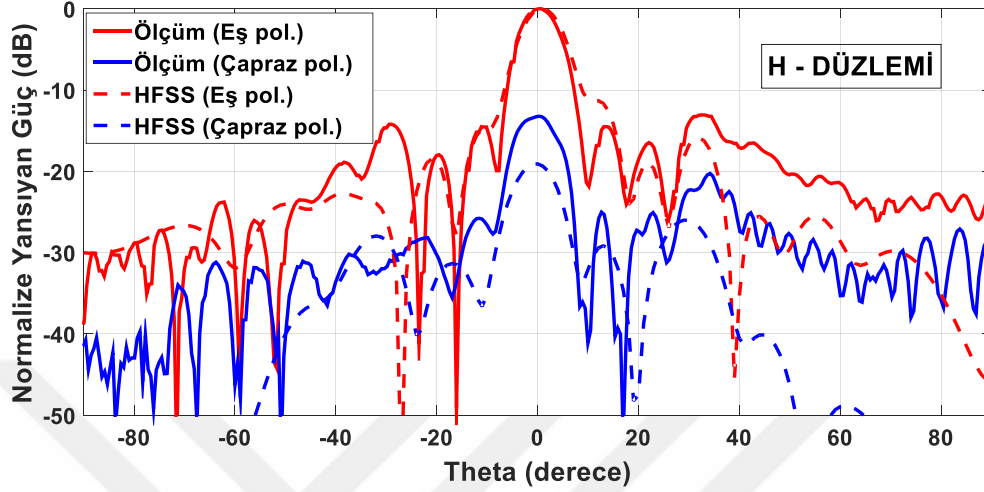
Şekil 4.14 - Tek katmanlı anten (a) H-düzlemi, (b) E-düzlemi ölçüm düzenekleri



Şekil 4.15 - Tek katmanlı anten E-düzlem ölçüm sonuçları

H-düzleminde  $-30^\circ$  civarındaki uyumsuzlukların sebebinin alıcı anten blokajı  $+30^\circ$  civarındaki simülasyonda görülmeyen fazla yansımanın sebebinin uzamsal yansıyan dalga olduğu değerlendirilmektedir. E-düzleminde çapraz polarizasyon seviyesi  $-15$  dB olarak ölçülmüştür. Simülasyon sonucu  $-19$  dB olmakla birlikte [60]'da verilen ayna simetrisi ile yerleştirme yöntemi kullanıldığında çok daha düşük seviyelere çekilebileceği değerlendirilmektedir. Çapraz polarizasyon seviyesini etkileyen iki ilave faktör olduğu söylenebilir. Bunlardan ilki yukarıda bahsedilen, boynuz antenin yansıtıcı ile verici anten

arasına girmesine yönelik etkidir. İkincisi ise alıcı ve verici boynuz antenler ile yansıtıcı yüzeyin duruş pozisyonlarının tam bir keskinlikle ayarlanamamış olmasıdır. Buna ilave olarak, ölçüm yapılan yankısız odanın dinamik alanının -20dB olmasının da çapraz polarizasyon ölçümlerine etkisi düşünülmelidir.



Şekil 4.16 - Tek katmanlı anten H-düzlem ölçüm sonuçları

Çizelge 4.8 - Tek katmanlı yapı ölçüm sonuç çizelgesi (E-düzlemi)

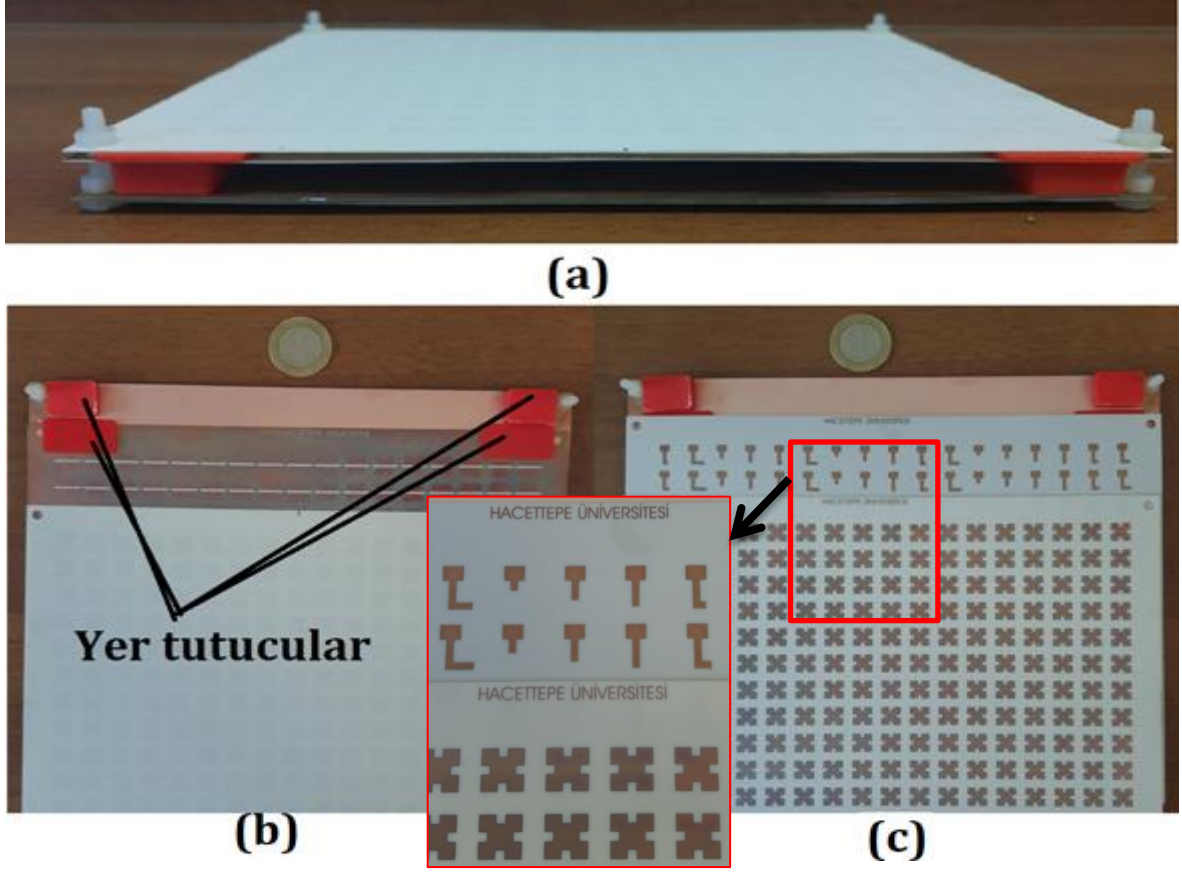
Parametre	Simülasyon	Ölçüm
Yarım Güç Hüzme Genişliği	10.5°	10°
3dB Bantgenişliği	% 14	% 5
Yan Kulakçık Seviyesi (-/+)	-13dB/-15dB	-11.3dB/-15dB

Yukarıdaki çizelgede yarım güç hüzme genişliği, 3dB frekans bantgenişliği ve yan kulakçık seviyesi değerleri listelenmiştir. Bantgenişliği dışındaki değerlerdeki uyum göze çarpmaktadır. Bantgenişliğinin ölçülen değeri, literatürde yer alan değerler ile uyumludur. Farklı frekanslar için yapılan simülasyonlarda ise, HFSS programının “frekans tarama” özelliğinde karşılaşılan yazılımsal sorun nedeniyle simülasyon sonucunun gerçek değeri yansıtmayabileceği değerlendirilmektedir.

#### 4.4 Çok Katmanlı Minkowski Fraktal Yansıtıcı Dizi Uzak Alan Ölçüm ve Sonuçlar

Çok katmanlı birim hücre tasarımı ile ilgili bilgiler yukarıda işlenmiş ve eniyilenen birim hücre değişkenleri Çizelge 3.4’te verilmiştir. Bu tasarım kullanılarak 221 elemanlı (17x13) bir anten tasarlanmış ve asit ile eritme yöntemi ile üretilmiştir. Bu bölümde, Ortadoğu Teknik Üniversitesi Anten Araştırmaları Laboratuvarı’nda yer alan yankısız odada ölçülen

çok katmanlı anten sonuçlarına ve HFSS ile yapılan karşılaştırmasına yer verilecektir. Üretilen antene ilişkin görsel aşağıda yer verilmiştir. Söz konusu antenin E ve H düzlemindeki ölçüm görselleri ise Şekil 4.18’de yer almaktadır.



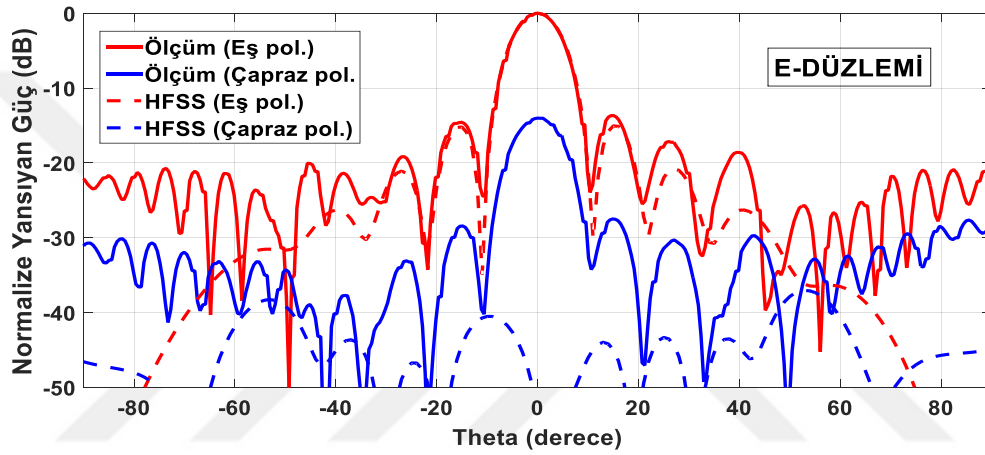
Şekil 4.17 - Üretilen çok katmanlı anten görseli (a) Profil görünüşü, (b) D2-D4 katmanları üst yüzey, (c) D2-D4 katmanları alt yüzey



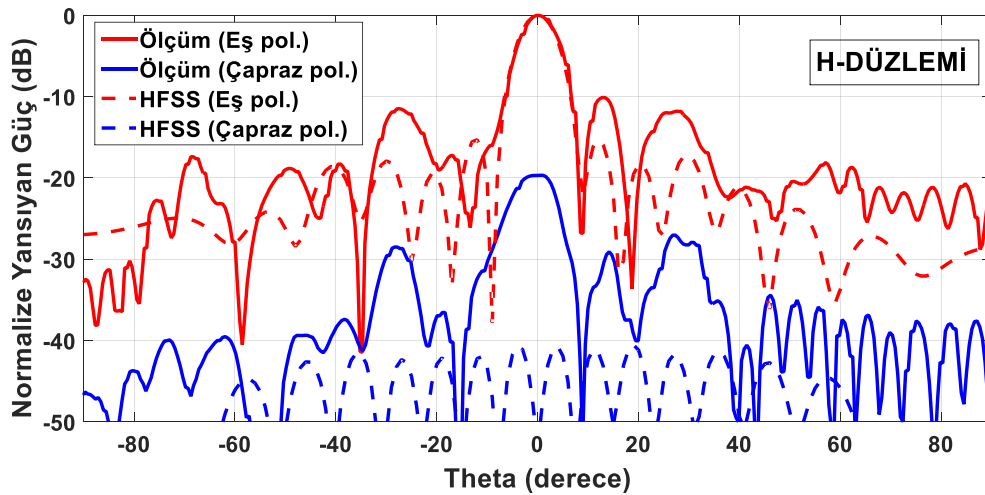
Şekil 4.18 - Çok katmanlı anten (a) H-düzlemi, (b) E-düzlemi ölçüm düzenekleri

Üretilen antenin E-düzlemindeki eş ve çapraz polarizasyon sonuçları ve HFSS karşılaştırması Şekil 4.19 ve Şekil 4.20’de yer almaktadır.

Çok katmanlı anten için de, özellikle E-düzlem sonuçlarında ana hüzmeye genişliği, yan kulakçık seviyesi ve ilk üç çentik konumu parametrelerinde önemli ölçüde uyum olduğu görülmektedir. H-düzleminde  $\theta = -30^\circ$ ’ye kadar olan uyumsuzlukların sebebinin alıcı anten blokajı  $+30^\circ$  civarındaki simülasyonda olmayan fazla yansımanın ise uzamsal yansıyan dalgadan kaynaklandığı düşünülmektedir. Grafiğin yataya yakın bölgelerindeki uyumsuzlukların sebebinin ise ölçüm düzeneği olduğu değerlendirilmektedir.



Şekil 4.19 - Çok katmanlı anten E-düzlemi ölçüm sonuçları



Şekil 4.20 - Çok katmanlı anten H-düzlemi ölçüm sonuçları

Çizelge 4.9 - Çok katmanlı yapı ölçüm sonuç çizelgesi (E-düzlemi)

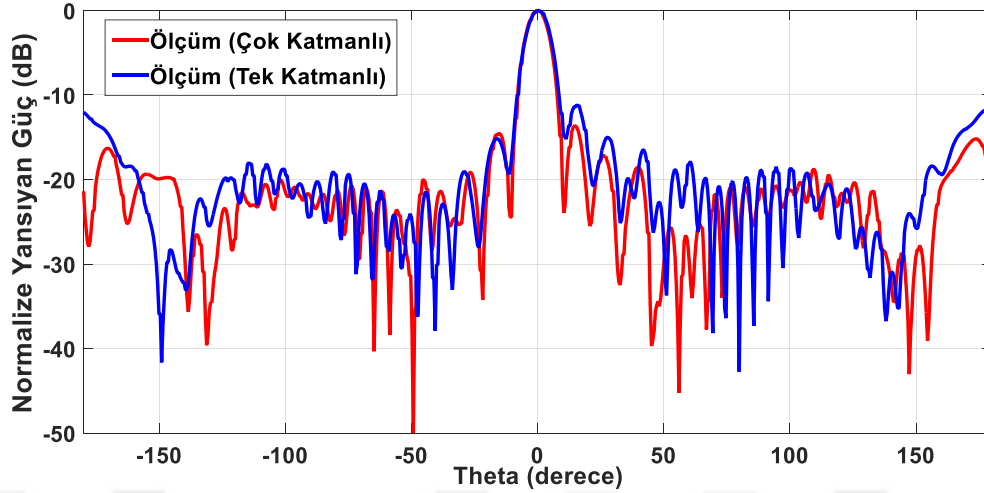
Parametre	Simülasyon	Ölçüm
Yarım Güç Hüzme Genişliği	9.6°	9.6°
3dB Bantgenişliği	%13	%2.5
Yan kulakçık seviyesi	-15.1dB	-14.2dB

Simülasyon sonuçlarında çapraz polarizasyon sonuçlarının çok düşük olduğu görülmektedir. Çapraz polarizasyonun temel sebebi, bükülmüş eklentiler üzerindeki yüzey akımlarıdır. Çok katmanlı yapıda eklenti, üzerinde yarıklar olan bir metal tabakanın alt kısmında kalmaktadır. Bu açıdan, çapraz polarizasyona sebep olabilecek şekilde antenin üst yarıküresine yayın yapamamaktadır.

H-düzleminde çapraz polarizasyon seviyesi -20 dB olarak ölçülmüştür. Simülasyon sonucu -50 dB'den az olmakla birlikte [60]'de verilen ayna simetrisi ile yerleştirme yöntemi kullanıldığında, ölçüm için dahi, çok daha düşük seviyelere çekilebileceği değerlendirilmektedir. Çapraz polarizasyon seviyesini etkileyen iki ilave faktör olarak, boynuz antenin blokaj etkisi ve anten duruş pozisyonlarının düzgün ayarlanamayışının burada da etkili olduğu düşünülmektedir. Buna ilave olarak, ölçüm yapılan yankısız odanın dinamik alanının -20dB olmasının da çapraz polarizasyon ölçümlerine etkisi düşünülmelidir.

Yukarıdaki çizelgede yarım güç hüzme genişliği, 3dB frekans bantgenişliği ve yan kulakçık seviyesi değerleri listelenmiştir. Bantgenişliği dışındaki değerlerdeki uyum göze çarpmaktadır. Çok katmanlı yapı için de bantgenişliğinin ölçülen değeri, literatürde yer alan değerler ile uyumludur. Tek katmanlı yapıda bahsedilen yazılımsal sorun ile burada da karşılaşmıştır. Bu kapsamda simülasyon sonucu hesaplanan bantgenişliği değerinin gerçeği yansıtmayabileceği değerlendirilmiştir.

#### 4.5 Tek ve Çok Katmanlı Antenlerin Karşılaştırması



Şekil 4.21 - Tek ve çok katlı anten karşılaştırması (E-düzlemi)

Şekil 4.21’de iki anten tipi için yan kulakçık seviyeleri arasında belli bir miktar fark olduğu görülmüştür. Bunun temel sebebinin, tek katmanlı eklenti bulunan yansıtıcıların rezonans frekansındaki kayma olduğu düşünülmektedir. Ana yansıtıcı boyutu, yansıtıcılara herhangi bir eklenti olmadığı durumda 10 GHz rezonans frekansında olacak şekilde tasarlanmıştır. Ancak eklenti ile birlikte ana yansıtıcı ele alındığında yapının elektriksel büyüklüğünün değiştiği, böylece rezonans frekansının belli ölçüde saptığı bilinmektedir. Rezonans frekansının saptığı durumda, eğik gelen bir sinyalin, yaşanan sapma ölçüsünde uzamsal yansımasının fazla olması beklenir, ki bu fazlalık istenmeyen yan kulakçıklara sebep olur. Çok katmanlı yapıda, alt katmanda yer alan yarı genişliği ile orantılı miktarda bir güç eklenti üzerinden yansır. Bu yansımanın etkisi, doğrudan eklenti üzerinden yansımaya göre daha düşük olur. Bu etkiden dolayı, tek katmanlı ve geciktirme eklentisi kullanılan tasarımdaki yan kulakçık seviyeleri çok katmanlı yapıdan daha yüksektir.

Tek katmanlı yapıda ana yansıtıcıya eklenen eklenti, seçilen merkez frekans için uyumlanmış olsa dahi, eklentinin farklı boyutları için yapının elektriksel boyu değişeceği ve rezonansa sapma olacağı için faz eğrisinde de bozulma (distortion) olmaktadır. Eklenti boyunun artması ile yamanın rezonans boyutunda oluşan kayma, istenen frekansta yapılan yansımayı azaltacaktır. İki anten arasındaki kazanç farkının temel sebebi de yine bu etkidir. Tek katmanlı yapı için hem ölçülen hem simüle edilen çapraz polarizasyon değerleri, çok katmanlı yapıdakinden yüksektir. Bunun temel sebebi ise tek katmanlı yapıda yer alan bükülmüş eklenti olduğu düşünülmektedir. Bükülen eklenti üzerindeki yüzey akımları

çapraz polarizasyona sebep olmaktadır. Yarık bağlaşımlı çok katmanlı yapıdaki eklenti üzerinde de akımlar oluşmakta ancak bu eklenti tarafından meydana getirilen istenmeyen alanlar ana hüzmelinin olduğu yarıküreye yayın yapamamaktadır.

Görüldüğü üzere, tek katmanlı yapının tasarım, üretim ve uygulamada önemli kolaylıkları olsa dahi kazanç, yan kulakçık seviyesi ve çapraz polarizasyon gibi değerler üzerinde bir ödünleşim olduğu açıktır.

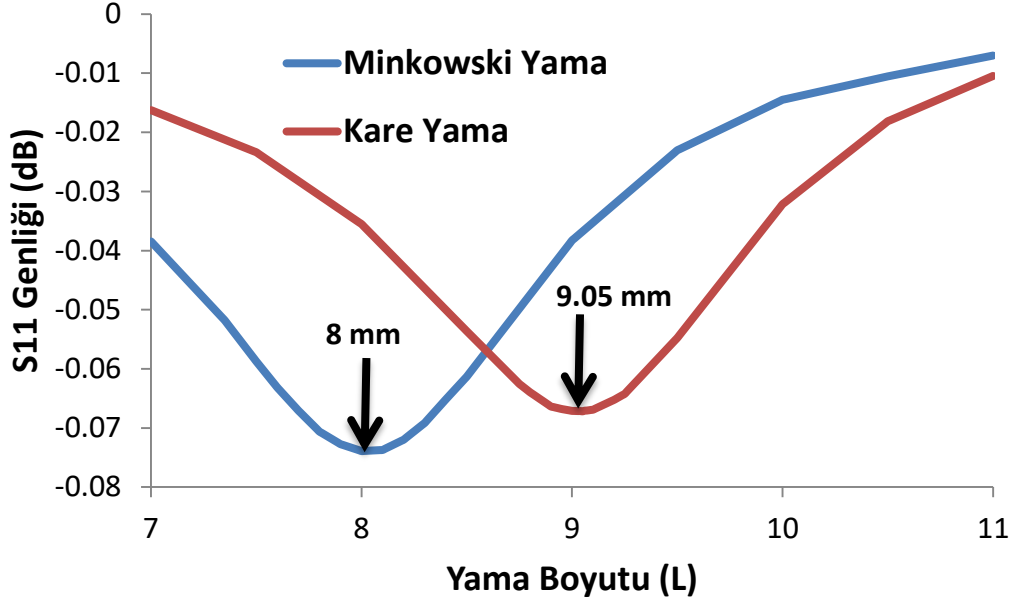
Anten Minyatürizasyon Performansları: HFSS programı yardımıyla,  $0.4 \lambda \times 0.4 \lambda$  birim hücre boyutu için, Minkowski fraktal yerine kare yamalar kullanıldığı durumda 10 GHz frekansında yayın yapacak yama boyutu, tek ve çok katmanlı yapılar için ayrı ayrı hesaplanmıştır.

Bu boyut tek katmanlı yapı için 7.40 mm olarak bulunmuştur. Minkowski fraktal yamanın boyutunun ise 6.86 mm olduğu düşünüldüğünde bu % 14.1 alan minyatürizasyonu anlamına gelmektedir. Öte yandan, eklentiler de hesaba katıldığında tek katmanlı yapının toplam en büyük boyutu 9.06 mm olmaktadır. Bu durumda artık küçültmeden bahsedilemez ancak daha önce bahsedildiği üzere, eklenti olmadığı durumda tam boyutlu anten tasarımı için gereken  $360^\circ$ 'lik faz genişliğine erişilememektedir. Bu durumda Minkowski fraktalının küçültme performansının, kare yamaya eklenti eklendiği durum ile karşılaştırılarak ölçülmesi gerekmektedir. Eklenti ile kare yama birlikte değerlendirildiğinde yamanın yeni boyutu 9.60 mm olmaktadır. Buna göre tek katmanlı yapının %10.9'luk bir yüzey alanı küçültme performansı olduğu söylenebilir.

Çok katmanlı yapının Minkowski fraktal yama rezonans boyutu 8.00 mm idi. Kare yama kullanıldığında bu değer 9.05 mm olarak hesaplanmıştır. Bu durumda, çok katmanlı yapıda %21.9 alan küçülmesi sağlanmıştır (Şekil 4.22).

Gerek verim, gerek kazanç gerekse alan küçültme performansı açısından çok katmanlı antenin daha iyi performans sergilediği görülmektedir. Öte yandan çok katmanlı yapının kalınlığı 10.516 mm iken tek katmanlı yapı 1.542 mm'dir. Hacim ile yukarıda sayılan parametreler arasında bir ödünleşim bulunduğu görülmektedir.





Şekil 4.22 – Çok katmanlı yapı minyatürizasyon performansı

Anten Kazanç ve Yönlülük Performansları: Anten en yüksek kazancı ile en yüksek yönlülük arasındaki ilişki ile en yüksek yönlülük denklemleri aşağıda verilmektedir.

$$G_0 = D_0 \eta_{ap} \quad (4.15)$$

Burada  $D_0$  anten en yüksek yönlülüğünü,  $\eta_{ap}$  anten yüzey açıklık verimini ifade etmektedir. Anten en yüksek yönlülüğünün yaklaşık bir ifadesi ana hüzmeye genişliği kullanılarak aşağıdaki formülle bulunabilir [106].

$$D_0 \cong \frac{72,815}{\Theta_1^2 + \Theta_2^2} \quad (4.16)$$

Burada  $\Theta_1$  ve  $\Theta_2$ , derece cinsinden birbirine dik herhangi iki ışınma düzlemine göre yarım güç hüzmeye genişliklerini ifade etmektedir. Üretilen antenlerin  $E$  ve  $H$  düzlemlerine göre yarım güç hüzmeye genişlikleri Çizelge 4.10'da verilmiştir.

Çizelge 4.10 - E ve H düzlemi yarım güç hüzmeye genişlikleri

Yarım Güç Hüzmeye Genişlikleri (derece)	$E$ - düzlemi	$H$ - düzlemi
Tek katmanlı anten	10°	8°
Çok katmanlı anten	9.6°	7.7°

Bu çalışmada, kazanç değeri doğrudan ölçülmemiş, teorik olarak hesaplanan verim değeri ile ölçüm üzerinden hesaplanan yönlülük değerlerinin çarpılması yoluyla bulunmuştur. Tek ve çok katmanlı antenlerin anten yüzey açıklık verimlerinin sırasıyla %25.3 ve %30.1 olduğu daha önce verilmişti. Bu bilgiler ve Eş.4.16'ya göre en yüksek anten yönlülük ve kazançları Çizelge 4.11'de verilmiştir.

Çizelge 4.11 - Antenlerin en yüksek yönlülük ve kazanç değerleri (dB)

	Yönlülük (dB)	Kazanç (dB)
Tek katmanlı anten	26.5	20.5
Çok katmanlı anten	26.8	21.6

Literatürde yer alan benzer tasarımlar için anten kazancında 32 dB [60], 28 dB [105] ve 25 dB [42] gibi değerler raporlanmıştır. Bu düşüklüğün sebebi anten boyutunun düşük olması ve taşma veriminin düşük olmasına sebep olan düşük kazançlı besleme antenidir. Bu iki sorunun düzeltildiği durumda tasarlanan antenin literatürdeki benzer kazanç seviyelerine ulaşmasının mümkün olacağı düşünülmektedir.

## 5. SONUÇ VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Klasik yansıtıcı dizi antenlerin tasarım kolaylığı ve verim, fazlı dizilerin hüzme yönlendirme kabiliyetlerini düşük maliyetle birlikte başarıyla bir araya getiren yansıtıcı dizi antenler, özellikle uzay ve havacılık uygulamalarında gelecek adına büyük potansiyel vaatmektedir. Yansıtıcı dizi antenlerin küçültülmesi halen oldukça açık bir konu olup fraktal antenler bu bağlamda uğraşmaya değer araştırma alanları sunmaktadır.

Bu tezde, yapılan literatür taraması neticesinde fraktal yansıtıcı dizi antenler konusunda yeterince çalışma olmadığı görülmüş, en popüler fraktal yapı olan Minkowski fraktalları kullanılarak yapılan antenlerin daha iyi hale getirilebileceği fark edilmiştir. İnceleme neticesinde Minkowski yansıtıcı dizi antenlerin faz eğrilerinin tam bir döngüye ulaşmadığı anlaşılmış ve bu problemin aşılabilmesi için yansıtıcı dizi antenlerde faz değişimi için kullanılan iki yöntemin, tek katmanlı geciktirici eklenti ve çok katmanlı açıklık bağlaşımlı geciktirici eklenti, uygulanabileceği düşünülmüştür. Literatürde bu iki yöntemin farklı yapılara uygulandığı sayısız çalışma mevcuttur ancak Minkowski fraktallarına yönelik bir örnek bulunmamaktadır.

Yansıtıcı dizi anten tasarımında faz eğrisi genişliği, faz doğrusallığı ve yansıma kaybı seviyeleri başta olmak üzere çapraz polarizasyon seviyesi, yarım güç hüzme genişliği, frekans bantgenişliği, kazanç, verim, yan kulakçık seviyeleri, karşılıklı bağlaşım etkileri ve güç gibi özen gösterilmesi gereken pek çok kavram bulunmaktadır. Tasarımda kullanılacak dielektrik materyal cinsi ve kalınlığı ile tasarıma ait tüm boyutsal parametreler, ayrıca besleme antenin cinsi ve konumu gibi parametrelerin, bu kavramlar arasında belirlenen gereklere göre eniyilenmesi gerekmektedir. Tasarım aşamasında bir paket program kullanılsa dahi, CPU ve hafıza gerekleri açısından, tüm parametrelerin aynı anda işlenerek bir eniyi noktası bulunması imkansızca yakın derecede zordur. Bu kapsamda, bu tezde, başta sayılan üç kavrama ilişkin belirlenen kriterler kapsamında bir eniyilenme süreci öngörülmüş ve uygulanmıştır. Bu kriterler, faz genişliğinin tam bir döngüden fazla olması, faz doğrusallığının tasarımcının belirleyeceği bir seviyeden iyi olması ve yansıma kaybının tüm eklenti boyları için -1dB'den iyi olması şeklinde sıralanabilir.

Öngörülen süreçte özetle; öncelikle eniyilenme sürecine dahil edilmeyecek parametreler belirlenmiş, tasarımın merkez frekansına göre rezonans boyutu hesaplanmış, eniyilenecek parametreler için nominal değerler atanmış, sonrasında sürece dahil olacak her bir

parametre için faz eğrisi hesaplanmıştır. Her hesaplamının ardından eğrinin doğrusallığının en yüksek olduğu noktayı veren değer işlenen parametre için yeni değer olarak atanmış ve diğer parametreye geçilmiştir. Tüm parametreler tamamlandığında birinci iterasyon sonlandırılmış, faz eğrisinde yeterli doğrusallık ve genişlik ile yansıma kaybında yeterli seviye yakalanamadı ise sonraki iterasyonlara geçilmesi öngörülmüştür. Eğer yeterli sayıda iterasyona rağmen istenen yakınsama sağlanamıyorsa, sürece dahil edilmeyen parametrelerin yeniden belirlenerek sürecin baştan işletilmesi gerekmektedir. Öngörülen eniyileme süreci kullanılarak iki farklı birim hücre başarı ile tasarlanmıştır.

Tez kapsamında ilk olarak tek katmanlı yapı tasarlanmıştır. Yeterince geniş faz eğrisi elde edilebilmesi için kalın bir dielektrik malzeme seçilmiş ve Minkowski küçültme sabiti olarak 0.2 tercih edilmiştir. Literatürde yaygın şekilde kullanılan tek eklenti yöntemi uygulandığında, simülasyon sonuçlarında çapraz polarizasyon seviyesinin çok yüksek olduğu görülmüştür. Bu sorunu aşabilmek için tek eklenti yerine birbirine dik konumlanmış iki eklenti kullanılması teklif edilmiştir. Önerilen bu yöntemle çok daha düşük çapraz polarizasyon seviyeleri elde edilmiş, tam boyutlu anten tasarımı dik çift eklentili Minkowski yama ile yapılmıştır. Birim hücreye ait iki farklı parametre eniyilenme sürecinden geçirilmiş ve sonuçta %10.9 yüzey alanı küçültme oranına sahip, 20.5 dB kazançlı ve %25.3 yüzey açıklık verimine sahip bir anten üretilmiş ve ölçümlenmiştir.

İkinci olarak, Minkowski yansıtıcı yamaya açıklık bağlaşımlı geciktirme eklentisi yöntemi uygulanarak birim hücre tasarımı yapılmıştır. Burada eniyilenme sürecine tabi tutulan değişken sayısı altı olmuştur. Sonuçta ise son derece doğrusal bir faz eğrisi elde edilmiştir. Tasarlanan birim hücre ile üretilen antenin küçültme oranı %21.9, kazancı 21.6 dB, verimi de %30.2 olarak gerçekleşmiştir.

Yapılan tasarımlarda en öncelikli hedef birim hücre faz genişliğinin tam bir döngünün üzerinde gerçekleşmesidir. Her iki tasarımda da bu hedefe ulaşılmıştır. Tek katmanlı yapıda, hem yansıtıcı hem de eklentinin aynı düzlemde olmasından dolayı ancak bir döngüye ulaşılabilmişken, çok katmanlı yapıda, eklenti, yansıtıcının altında ayrı bir katmanda yer aldığından ve böylece eklenti için daha geniş yer bulunabildiğinden iki döngünün üzerinde genişlik elde edilmiştir.

Faz eğrisinin geniş olması ile birlikte, tasarım hatalarına hassasiyetin düşük olabilmesi için eğiminin de yeterince az olması gerekmektedir. Faz eğrisinin eğimi, faz değişimi sağlayan

parametre ile yapının rezonans frekansı arasındaki korelasyonla ilişkilidir. Örneğin, tek katmanlı yapıda, eklenti ile ana yansıtıcı aynı düzlemde yanyana oldukları için, eklenti boyunun değişimi rezonans frekansını önemli ölçüde etkilemekte, bu da faz eğrisinde bozulmaya neden olmaktadır. Çok katmanlı yapıda ise, eklenti ile ana yansıtıcı arasındaki ilişki sınırlıdır. Bu durum, eklenti boyu değişimi ile rezonans frekansı arasındaki korelasyonu azaltmakta, böylece daha düzgün eğriler elde edilebilmektedir.

Kullanılan dielektrik malzemenin kalınlığının da faz eğrisi genişliği, eğimi, kayıp miktarı ve bantgenişliği üzerine etkisi vardır. Kalınlık artırıldıkça, eğer faz değişimi yansıtıcı yamanın boyutu değiştirilerek sağlanıyorsa, elde edilecek faz genişliği azalacaktır. Öte yandan, aynı aralıkta daha dar faz eğrisi demek faz eğrisinin eğiminin azalması anlamını taşır. Bu tezde tasarlanan yapılarda faz değişimi eklenti boyu değiştirilerek sağlandığından bu olumsuz etki görülmemiştir. Nitekim tek katmanlı yapıda kullanılan malzeme 1.5 mm'den daha kalın olduğu halde tam bir faz döngüsü elde edilebilmiştir. Kalınlığın diğer bir etkisi dielektrik kayıplar üzerinedir. Bu durum, malzeme kalınlığının azalması neticesinde yama ile toprak yüzeyi arasındaki yansımaların artışı ile açıklanmaktadır. Artan iç yansımalar sonucunda alınan yol dolayısıyla omik kayıp artmaktadır. Yansıtıcı dizi antenler genel olarak, besleme devreleri olmamasından ötürü fazlı dizilere göre omik kayıplardan az etkilenen yapılar olmakla birlikte bu kayıp türü düşük kayıp tanjantlı malzeme kullanılarak azaltılabilir. Bu tez kapsamında yapılan çalışmalarda kullanılan malzemelerin kayıp tanjant değerleri 0.0027 olup düşük kayıplı malzeme sınıfına girmektedirler. Kalınlığın diğer bir etkisi bantgenişliği üzerinedir. Dielektrik kalınlığı artırıldığında malzeme üzerindeki yansıtıcı yüzeye ait olan  $L/\lambda$  oranına olan hassasiyet azaltılmış olur. Faz eğrisinin eğiminin azalmasının farklı bir ifadesi de budur. Yansıtıcı yüzeyin, bu oranın değişimine verdiği tepki L parametresi üzerinden hesaplanırsa, bu faz eğrisi demektir.  $\lambda$  değeri değiştirilerek elde edilen eğri ise kayıp oranının ve bantgenişliğinin tanımlandığı frekans tepkisi olacaktır. Bu açıdan kalınlık-kayıp oranı arasındaki ilişki ile kalınlık-bantgenişliği arasındaki ilişkinin birbirini gerektirdiği söylenebilir. Faz değişimine ilişkin hassasiyet azaldığında frekans değişimine karşı olan hassasiyet de azalacak, böylece yapının frekans bantgenişliği artırılmış olacaktır. Frekans bantgenişliği üzerindeki bu durum, bu tezde çalışılan iki yapıda açıkça görülmektedir. 1.542 mm kalınlığındaki tek katmanlı yapı ile %5 3dB frekans bantgenişliği elde edilirken, 0.508 mm kalınlığındaki malzeme kullanılan çok katmanlı yapıda %2.5 bantgenişliği sağlanabilmiştir.

Bandgenişliğinin, yapının frekans hassasiyeti azaltılarak artırılması mümkündür. Bunun tersi bir ifadeyle, faz hatalarına sebep olan her etkinin bantgenişliği üzerinde olumsuz etkisi olduğu söylenebilir. Bir yansıtıcı dizi antenin bantgenişliği iki temel faktöre bağlıdır. Bunların ilki, yukarıda kalınlık ile ilişkisi açıklanan birim hücrenin bantgenişliğidir. Diğeri ise tüm diziyi ilgilendiren diferansiyel uzamsal faz gecikmesi etkisidir. Bu etki, parabolik olmayan bir yapı ile parabolik yansıtıcı özellikleri gösteren bir anten tasarlanmasının doğal sonucu olup dizinin yüzey alanı arttıkça bozucu etkisi artmaktadır. Bu tez kapsamında çalışılan yapılar  $35.46 \lambda_2$  genişliğinde olup bu etki sınırlı kalmıştır.

Tüm fraktal yapılar, belli bir şeklin iterasyonlarla şekillendirilmesi neticesinde oluşmaktadır. Minkowski fraktalı, kare (veya başka bir kanonik şekil) yapının ortasından belli bir oranda daha küçük bir karenin çıkarılması ve sonrasında çıkarılan parçadan aynı oranda ikinci ve daha fazla defalar parça çıkarılması yoluyla oluşturulmaktadır. Bu tezde, Minkowski fraktalın bir ve iki iterasyon ile oluşturulan versiyonları simülasyon üzerinden kıyaslanmıştır. Bu karşılaştırmada faz değişimi, fraktal yapının küçültme katsayısı  $S$  üzerinden, yapının boyutu değiştirilerek yapılmıştır. İkinci iterasyon ile oluşturulan birim hücre, tek iterasyon ile oluşturulana göre biraz daha az faz genişliği vermiş, yansıma kaybı olarak ise önemsenmeyecek kadar düşük bir iyileşme (0.1 dB) sağlamıştır. Sonuç olarak iki iterasyonlu Minkowski fraktalı kullanılmasının pratikte önemli bir katkı sağlamayacağı, faz değişimi için yama boyutu değiştirilme haricinde yöntemler uygulanması gerekliliği gösterilmiştir.

Yansıtıcı dizi antenlerde çapraz polarizasyon seviyesinin en önemli sebebi, kaynak polarizasyonuna dik şekilde konumlanmış yansıtıcı parçalardır. Tek katmanlı yapılarda, eklenti için yüzey üzerinde az yer olduğundan eklentinin bükülmesi gerekmekte, bükülmüş parçalardan yansıyan alanlar çapraz polarizasyonun artmasına sebep olmaktadır. Bu tezde tasarlanan tek katmanlı yapıda,  $y$  polarizasyon gelen dalga için  $y$  ve  $x$  yönünde uzanan tek eklenti seçeneklerinin her ikisinde de bu durumla karşılaşılmış, eklenti boyunun belli yerlerinde çapraz polarizasyon seviyesinin ana polarizasyon seviyesinden daha yüksek olduğu, simülasyonlar üzerinde görülmüştür. Bu sorunu gidermek için, tek eklenti yerine birbirine dik konumlanmış çift eklenti kullanılmış, yine simülasyonlar üzerinde, yansıma kaybı 0.3 dB'ye kadar indirilmiştir. Tam boyutlu anten tasarımı bu yapı kullanılarak yapılmıştır. Eklenti boyu, her iki eklentide aynı anda artırılarak değiştirilmiş, yeterli faz genişliği elde edilmiştir. Çok katmanlı yapıda eklenti, ana yansıtıcı ile, birim hücrenin

1/12'si oranında alana sahip bir yarık üzerinden bağlaşım yoluyla etkileşmektedir. Bu kapsamda, eklenti bükülse bile çapraz polarizasyona sebep olma potansiyeli düşük olmaktadır.

Birim hücre tasarımı ile ilgili önerilen eniyileme süreci uygulama yönüyle oldukça basittir. Her seferinde tek bir parametre üzerinde çalışılması hesaplama yükünü büyük oranda azaltmaktadır. Ancak eniyilenecek parametrelerin sayısı ile doğru orantılı şekilde süreç uzayacaktır. Bu tezde yapılan çalışmada tek katmanlı yapı için iki, çok katmanlı yapı için ise altı değişken eniyileme sürecine dahil edilmiştir. Her iki tasarım için de eniyileme sürecine dahil edilmeyen, malzeme kalınlığı ve birim hücre boyutu gibi parametrelerin de katılması süreci uzatacaktır. Bu kapsamda uygulama kolaylığı ile süre arasında bir ödünleşim olduğu söylenebilir.

Yansıtıcı dizi antenlerin yüzey açıklık verimleri, klasik yansıtıcı antenlere benzer şekilde hesaplanmaktadır. Yansıtıcı antenlerde verim, aydınlanma verimi, taşma verimi, ışıma ve başarı verimi olmak üzere dört verim faktörünün çarpımı ile bulunur. Yansıtıcı dizi antenlerde ise son iki değer, iyi tasarlanmış bir antende %100'e çok yakın değerler olacağından, dikkate alınmamaktadır. İlk iki verim, literatürde yer alan formülasyonlar çerçevesinde her iki tasarım anten için hesaplanmıştır. Aydınlanma verimi, kaynak tarafından gönderilen gücün yansıtıcı yüzey tarafından ne oranda yansıtılabildiğinin ölçüsüdür. Bu verim değeri çok katmanlı ve tek katmanlı antenler için %87.9 ve %73.8 olarak bulunmuştur. Bu değerler literatürdeki örneklere göre yüksek sayılır. Öte yandan taşma verimi, besleyici antenden çıkan ve yansıtıcı yüzeye ulaşan sinyalin gücü ile yansıtıcı yüzey tarafındaki yarım uzaya yayılan toplam gücün oranı olarak tanımlanır ve yansıtıcı dizi anten yüzeyindeki birim hücre tasarımından bağımsızdır, yalnızca besleme antenin kazancı, konumu ve yansıtıcı dizinin yüzey alanı ile ilişkilidir. Dolayısıyla bu değer, her iki anten için de aynı olup %34.3 olarak bulunmuştur. Toplam verim bu iki verim ifadesinin çarpımı olacağından çok ve tek katmanlı antenler için sırasıyla %30.2 ve %25.3 olmaktadır. Bu değerler literatürdeki örneklere oranla düşüktür. Bunun sebebi taşma veriminin düşük olmasıdır. Taşma veriminin artırılması için ise iki yol vardır. Birincisi kaynak antenin kazancının artırılması, ikincisi ise yansıtıcı dizinin alanının genişletilmesidir. Yansıtıcı dizinin alanı genişletildiğinde, kenarlarda kalan elemanlara düşen sinyal zayıf olacağından aydınlanma verimi düşecektir ancak taşma veriminin artışı daha fazla olacağından toplam verim ifadesinin literatür ortalaması sayılabilecek olan %50

civarına yükseltilmesi mümkün olacaktır. Bu ilave çalışma, ileride yapılacak çalışmalardan biri olarak değerlendirilmiştir.

Antenlerde kazanç, dalga boyu ile ilgili bir sabit ile yansıtıcı yüzey ve verim ifadelerinin çarpımı olarak tanımlanır. Bu tanıma göre hesaplanan kazanç değerleri çok ve tek katmanlı antenler için 21.6 dB ve 20.5 dB olmuştur. Bu kazanç değerlerinin literatürdeki benzeri çalışmalara göre düşük olduğu görülmektedir. Verim değeri burada da etkili olduğundan, verimi artırmak için gereken işlemlerin kazancı da artıracığı açıktır.

Minkowski fraktallarının temel işlevi, yansıtıcı yamanın kenar boyutunu, alanda artışa neden olmaksızın artırabilmektir. Antenlerde ışıma yapan iletken boyu ile dalga boyu (veya frekans) arasında doğrudan ilişki olduğu bilinmektedir. Mikroşerit antenlerde ışıma yamanın kenarlarından yapıldığı için Minkowski fraktalları kullanılarak klasik kare yamalara göre daha küçük yamalar ile aynı dalga boyunda yayın yapılabilir. Örneğin bu tezde tasarlanan çok katmanlı yapıda eğer kare yama kullanılsaydı, bu yamanın boyutunun 9.05 mm olması gerektiği hesaplanmıştır. Ancak Minkowski yama kullanılarak bu boyut 8.00 mm olmuştur. Bu durum %21.9'lük bir minyatürizasyon sağlanması anlamına gelmektedir. Tek katmanlı yapıda ise durum daha farklıdır. Tek katmanlı yapının, eklenti olmadığı durumdaki boyutu 6.86 mm olarak hesaplanmıştır. Eğer kare yama kullanılsaydı bu boyut 7.40 mm olarak olacaktı. Bu durumda %14.1'lik bir küçülme sağlanmıştır ancak tek katmanlı yapıda yama sadece ana yansıtıcıdan ibaret değildir. Eklentiler ile birlikte düşünüldüğünde toplam boyut 9.06 mm'ye çıkmaktadır. Bu durumda 7.40 mm olarak hesaplanan kare yamaya göre herhangi bir küçülmeden bahsetmek mümkün değildir. Ancak, eklenti kullanılmadığı durumda, tam boyutlu bir anten tasarlayacak yeterli faz genişliğine erişilemediği düşünüldüğünde, Minkowski fraktalının küçültme performansı, kare yamaya eklentilerin eklendiği duruma göre kıyaslanarak ölçülmelidir. Hesap bu şekilde yapıldığında kare yamanın toplam boyutu 9.60 mm olmaktadır ve bu %10.9'lük bir minyatürizasyon başarısı anlamına gelir.

Gelecekte yapılacak çalışmalar kapsamında düşünülen öncelikli iş, hücre boyutu parametresinin de eniyenme sürecine dahil edilerek, alan olarak da mümkün olan en küçük yamanın tasarlanmasıdır. Bilindiği üzere antenlerde merkez frekansa ait dalga boyunun yarısına yakın boyda yansıtıcı kullanılması öncelikli yaklaşımdır ancak bazı çalışmalarda yansıtıcı dizi anten tasarımında alt dalgaboyu ( $\lambda/4$  veya  $\lambda/8$ ) civarında boyutlara sahip yansıtıcılar da kullanılmıştır. Bu kapsamda, çok katmanlı bir anten



tasarlayarak belirli seviyede bir kazanç, verim ve bantgenişliğine sahip ancak çok küçültülmüş bir anten tasarlanması planlanmaktadır. Bu tez kapsamında önerilen eniyileme süreci ve özellikle verim (dolayısıyla kazanç) düşüklüğüne sebep olan faktörlerin de bertaraf edilmesi ile bu hedefe ulaşılabileceği düşünülmektedir. Tamamen mevcut tasarıma bağlı kalınarak sadece kaynak antenin değiştirilmesi ile daha yüksek verim ve kazançta sahip bir yansıtıcı dizi anteni elde etme de gelecekte yapılması planlanan ikincil bir iş olarak sayılabilir.

Özetle bu tezde, yansıtıcı dizi antenlerin minyatürizasyonu alanında önemli potansiyel sunan Minkowski fraktallarının, tam boyutlu anten tasarımı için gerekli sayılan tam bir döngüye sahip faz genişliği olmaması probleminin giderilmesi için, literatürde çokça kullanılan tek katmanlı eklenti ve çok katmanlı açıklık bağlaşımlı eklenti yöntemleri bu yapıya uygulanmıştır. İki farklı birim hücre tasarımı yapılmış, tek katmanlı için bir tam döngü, çok katmanlı yapı için iki tam döngü faz genişliği yeterli seviyede yansıma kaybı ile elde edilmiştir. Bu birim hücreler kullanılarak tasarlanan tam boyutlu antenler üretilerek ölçülmüştür. Neticede her iki tasarımda da ana hüzmeye, yarım güç hüzmeye genişliği, yan kulakçık seviyeleri gibi pek çok parametrede simülasyon sonuçları ile uyum gözlenmiştir. Kullanılan besleme antenin düşük kazançlı olması ve hesaplama kısıtlarından ötürü antenin belli bir boyuttan büyük yapılamaması gibi sebepler ile verim ve kazanç değerleri literatür ortalamalarının altında çıksa dahi bu tezde, bilinen iki yöntemin yeni bir alana uygulanışı başarı ile sağlanmıştır.

## 6. KAYNAKLAR

- [1] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 2, pp. 287–296, **1997**.
- [2] J. Huang and J. A. Encinar, "Reflectarray Antennas," pp. 1–22, **2007**.
- [3] J. Huang, M. Lou, and E. Caro, "Super-low-mass spaceborne {SAR} array concepts," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., 1997 Digest*, **1997**, vol. 2, pp. 1288–1291.
- [4] W. You-Wei and G. Fu-Ling, "Design and fabrication of a folding-and-rolling reflectarray antenna," in *ISAPE 2008 - The 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory Proceedings*, **2008**, pp. 54–57.
- [5] M. M. Tahseen and A. A. Kishk, "C-band flexible and portable circularly polarized textile-reflectarray (TRA)," in *2017 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Proceedings*, **2017**, vol. 2017–Janua, pp. 87–88.
- [6] D. Berry, R. Malech, and W. Kennedy, "The reflectarray antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, no. 6, pp. 645–651, Nov. **1963**.
- [7] C. S. Malagisi, "Microstrip disc element reflect array," *Electron. Aerosp. Syst. Conv.*, **1978**.
- [8] J. P. Montgomery, "A microstrip reflectarray antenna element," *Ann. d'Astrophysique*, **1978**.
- [9] J. Huang, "Microstrip reflectarray," *Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest*. **1991**.
- [10] D.-C. Chang and M.-C. Huang, "Microstrip reflectarray antenna with offset feed," *Electron. Lett.*, **1992**.
- [11] T. A. Metzler, "Stub loaded microstrip reflectarrays," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.*, **1995**, vol. 1, pp. 574–577.
- [12] T. A Metzler, "Design and analysis of a microstrip reflectarray," University of Massachusetts, **1992**.
- [13] T. Shabbir, R. Saleem, A. Quddus, S. U. Rehman, and M. F. Shafique, "A single layer reflectarray with octagonal-ring delay line for X-band applications," in *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, **2016**, pp. 4700–4703.
- [14] A. Kelkar, "FLAPS: conformal phased reflecting surfaces," *Proc. IEEE Natl. Radar Conf.*, pp. 58–62, **1991**.
- [15] D. M. Pozar and T. A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 8, p. 657, **1993**.
- [16] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, pp. 650–656, May **1998**.
- [17] J. Huang, "Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased\nreflectarray concept," *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. 1995 Dig.*, vol. 1, pp. 582–585, **1995**.
- [18] L. Gao, F. Yang, S. Xu, M. Li, and X. Liu, "Design of a beam-scanning reflectarray

- antenna with an offset mechanically rotational horn,” in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, **2015**, vol. 2015–Octob, pp. 2281–2282.
- [19] B. Khayatian, Y. Rahmat-Samii, and J. Huang, “Radiation characteristics of reflectarray antennas: Methodology and applicatios to dual configurations,” in *European Space Agency, (Special Publication) ESA SP*, **2006**, vol. 626 SP, pp. 1–12.
- [20] W. Hu *et al.*, “94 GHz dual-reflector antenna with reflectarray subreflector,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10 PART 2, pp. 3043–3050, Oct. **2009**.
- [21] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, “Bifocal design and aperture phase optimizations of reflectarray antennas for wide-angle beam scanning performance,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 9, pp. 4588–4597, Sep. **2013**.
- [22] J. O. McSpadden, “Ka-band beam steering reflectarray study,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.99CH37010)*, **1999**, vol. 3, pp. 1662–1665.
- [23] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, and O. Hashimoto, “60-GHz electronically reconfigurable large reflectarray using single-bit phase shifters,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 7, pp. 2524–2531, Jul. **2011**.
- [24] H. Theissen, C. Dahl, I. Rolfes, and T. Musch, “An electronically reconfigurable reflectarray element based on binary phase shifters for K-band applications,” in *GeMiC 2016 - 2016 German Microwave Conference*, **2016**, pp. 321–324.
- [25] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, “X-band reflectarray antenna with switching-beam using PIN diodes and gathered elements,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 12, pp. 5700–5708, Dec. **2012**.
- [26] A. Tayebi, J. Tang, P. R. Paladhi, L. Udpa, S. S. Udpa, and E. J. Rothwell, “Dynamic beam shaping using a dual-band electronically tunable reflectarray antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 10, pp. 4534–4539, Oct. **2015**.
- [27] K. K. Karnati *et al.*, “Tunable and flexible electronics employing monolithically-integrated BST thin film,” in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications, IEEE MTT-S IMWS-AMP 2015 - Proceedings*, **2015**, pp. 1–3.
- [28] K. K. Karnati, Y. Shen, M. E. Trampler, S. Ebadi, P. F. Wahid, and X. Gong, “A BST-integrated capacitively loaded patch for Ka- and X-band beamsteerable reflectarray antennas in satellite communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1324–1333, Apr. **2015**.
- [29] K. K. Karnati and X. Gong, “A continuous Ka-band beam-scanning reflectarray integrated with BST,” in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, **2015**, vol. 2015–Octob, pp. 1540–1541.
- [30] M. E. Trampler, K. K. Karnati, and X. Gong, “A tunable BST integrated V-band patch element with interdigital gap configuration,” in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, **2015**, vol. 2015–Octob, pp. 2177–2178.
- [31] K. K. Karnati, M. E. Trampler, and X. Gong, “A Monolithically BST-Integrated K-

- {a} -Band Beamsteerable Reflectarray Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 1, pp. 159–166, Jan. **2017**.
- [32] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, “Broadband Reflectarray Antennas Using Double-Layer Subwavelength Patch Elements,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, **2010**.
- [33] A. A. Deshmukh, A. A. Kadam, K. Lele, and K. P. Ray, “Dual polarized stub loaded microstrip Reflectarray with microstrip antenna feed,” in *2015 International Conference on Pervasive Computing (ICPC)*, **2015**, pp. 1–5.
- [34] M. M. Tahseen and A. A. Kishk, “High efficiency Ka-Band single layer air vias Reflectarray: Design and analysis,” in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, **2015**, vol. 2015–Octob, pp. 2129–2130.
- [35] M. Yi, Y. Hong, W. Lee, and J. So, “Digitized millimeter-wave beam-forming metal reflectarray antenna,” in *2015 International Workshop on Antenna Technology, iWAT 2015*, **2015**, pp. 229–230.
- [36] R. Deng, F. Yang, S. Xu, and M. Li, “A 100-GHz Metal-Only Reflectarray for High-Gain Antenna Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 178–181, **2016**.
- [37] R. Deng, F. Yang, S. Xu, and M. Li, “Design of a linearly polarized metal-only reflectarray using slot-type Phoenix elements,” in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, **2015**, vol. 2015–Octob, pp. 2165–2166.
- [38] L. Moustafa, R. Gillard, F. Peris, R. Loison, H. Legay, and E. Girard, “The phoenix cell: A new reflectarray cell with large bandwidth and rebirth capabilities,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 71–74, **2011**.
- [39] I. Derafshi, N. Komjani, and M. Mohammadirad, “A single-layer broadband reflectarray antenna by using quasi-spiral phase delay line,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 84–87, **2015**.
- [40] M. M. M. Ali, O. M. Haraz, S. Alshebeili, and A. R. Sebak, “B2. Broadband millimeter-wave rectangular reflectarray antenna utilizing novel polarization insensitive multi-resonant unit cells,” in *National Radio Science Conference, NRSC, Proceedings*, **2015**, vol. 2015–June, pp. 9–16.
- [41] S. Matsumoto, H. Deguchi, and M. Tsuji, “Shapes of resonant element and their arrangement for better performance of reflectarrays,” in *Proceedings of the 2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2015*, **2015**, pp. 863–866.
- [42] C. Han, Y. Zhang, and Q. Yang, “A Broadband Reflectarray Antenna Using Triple Gapped Rings with Attached Phase-Delay Lines,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 5, pp. 2713–2717, May **2017**.
- [43] C. Han, Y. Zhang, and Q. Yang, “A Novel Single-Layer Unit Structure for Broadband Reflectarray Antenna,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 681–684, **2017**.
- [44] C. Han, Y. Zhang, and Q. Yang, “Single-layer reflectarray antennas with improved bandwidth by attaching phase-delay lines,” in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2016*, **2016**, pp. 1–4.

- [45] R. Deng, S. Xu, F. Yang, and M. Li, "A Single-Layer High-Efficiency Wideband Reflectarray Using Hybrid Design Approach," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 884–887, **2017**.
- [46] P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, R. L. Haupt, and F. Yang, "Near-Field Scanning Characteristics of Focused Reflectarray Antennas," in *2015 31st International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES)*, **2015**.
- [47] Y. Abdallah, C. Menudier, M. Thevenot, and T. Monediere, "Synthesis of Reflectarrays with Mutual Couplings," in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, **2013**.
- [48] E. Erçil, L. Alatan, and Ö. A. Civi, "An Efficient Numerical Solution Method for Reflectarrays of Varying Element Sizes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 12, pp. 5668–5676, Dec. **2015**.
- [49] M. M. Bait-Suwailam, O. F. Siddiqui, and O. M. Ramahi, "Mutual coupling reduction between microstrip patch antennas using slotted-complementary split-ring resonators," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 876–878, **2010**.
- [50] M. Beccaria, P. Pirinoli, G. Dassano, and M. Orefice, "Design and experimental validation of convex conformal reflectarray antennas," *Electronics Letters*, vol. 52, no. 18, pp. 1511–1512, 02-Sep-**2016**.
- [51] D. Higashi, S. Sasaki, H. Deguchi, and M. Tsuji, "Polarizer reflectarray using resonant behavior of orthogonal elements for wideband use," in *2016 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI 2016 - Proceedings*, **2016**, pp. 1207–1208.
- [52] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 10, pp. 1403–1410, **2001**.
- [53] J. A. Encinar and J. Agustín Zornoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 7, pp. 1662–1664, Jul. **2003**.
- [54] A. W. Robinson, M. E. Bialkowski, and H. J. Song, "A passive reflect array with dual-feed microstrip patch elements," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 23, no. 5, pp. 295–299, Dec. **1999**.
- [55] M. G. Keller, M. Cuhaci, J. Shaker, A. Petosa, A. Ittipiboon, and Y. M. M. Antar, "Investigation of novel Reflectarray configurations," in *Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM 2000]*, **2000**, pp. 299–302.
- [56] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, "Aperture-coupled reflectarray element with wide range of phase delay," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 12, pp. 667–668, **2006**.
- [57] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, "Reflectarray element based on aperture-coupled patches with slots and lines of variable length," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3 II, pp. 820–825, Mar. **2007**.
- [58] D. Cadoret, A. Laisné, R. Gillard, and H. Legay, "A new reflectarray cell using microstrip patches loaded with slots," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 44, no. 3, pp. 270–272, Feb. **2005**.
- [59] M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, Y. G. Antonov, and L. M. Liubina, "K-band slot reflectarray antennas," in *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, **2018**, pp. 516–

520.

- [60] D.-C. Chang and M.-C. Huang, "Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization," *Antennas Propagation, IEEE Trans.*, vol. 43, no. 8, pp. 829–834, **1995**.
- [61] H. Hasani, M. Kamyab, and A. Mirkamali, "Low cross-polarization reflectarray antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 5, pp. 1752–1756, May **2011**.
- [62] C. Tienda, J. A. Encinar, M. Arrebola, M. Barba, and E. Carrasco, "Design, Manufacturing and Test of a Dual-Reflectarray Antenna With Improved Bandwidth and Reduced Cross-Polarization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 3, pp. 1180–1190, Mar. **2013**.
- [63] D. R. Prado *et al.*, "Reflectarray antenna with reduced crosspolar radiation pattern," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2016*, **2016**, pp. 1–4.
- [64] Y. Fujii, S. Yoshimoto, S. Makino, T. Hirota, K. Noguchi, and K. Itoh, "The design method of low-cross-polarization reflectarray antenna," in *2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, **2015**.
- [65] C. Fan, W. W. Choi, W. Yang, W. Che, and K. W. Tam, "A low cross-polarization reflectarray antenna based on SIW slot antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 333–336, **2017**.
- [66] D. M. Pozar, *Antenna Theory Analysis and Design Third Edition*. **2005**.
- [67] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip Antennas Integrated with Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structures: A Low Mutual Coupling Design for Array Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10 II, pp. 2936–2946, Oct. **2003**.
- [68] J. Zhao *et al.*, "A Low-Mutual Coupling Dual-Band Dual-Reflectarray Antenna with the Potentiality of Arbitrary Polarizations," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 3224–3227, **2017**.
- [69] J. Romeu, C. Borja, and S. Blanch, "High directivity modes in the Koch island fractal patch antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE*, vol. 3. IEEE, pp. 1696–1699 vol.3, **2000**.
- [70] C. Borja and J. Romeu, "Multiband Sierpinski fractal patch antenna," in *IEEE 2000 Antennas and Propagation Society International Symposium*, **2000**, vol. 3, pp. 1708–1711 vol.3.
- [71] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 44, no. 1, pp. 20–36, **2002**.
- [72] H.-L. Liu, B.-Z. Wang, and X.-H. Wang, "Electronically tunable compact broadband element suitable for reflectarray antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, **2006**, pp. 2443–2446.
- [73] F. Zubir and M. K. A. Rahim, "Simulated fractals shape for unit cell reflectarray," in *APMC 2009 - Asia Pacific Microwave Conference 2009*, **2009**, pp. 583–586.
- [74] K. H. Sayidmarie and A. M. Saleh, "Comparison of phase responses of proposed element shapes for reflectarray unit cells," in *Proceedings - 2011 4th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC*

*Technologies for Wireless Communications, MAPE 2011*, **2011**, pp. 367–371.

- [75] K. H. Sayidmarie and M. E. Bialkowski, “Fractal unit cells of increased phasing range and low slopes for single-layer microstrip reflectarrays,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 5, no. 11, p. 1371, **2011**.
- [76] K. H. Sayidmarie and A. M. Saleh, “Evaluation of phase responses of double ring elements for reflectarray by simulation and measurement,” in *Proceedings - 2012 4th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks, CICSyN 2012*, **2012**, pp. 109–114.
- [77] C. Mahatthanajatuphat, S. Saleekaw, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, “A Rhombic Patch Monopole Antenna with modified Minkowski Fractal Geometry for UMTS, WLAN, and Mobile WIMAX Application,” *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 89, pp. 57–74, **2009**.
- [78] F. Zubir, M. K. A. Rahim, O. Ayop, A. Wahid, and H. A. Majid, “Design and Analysis of Microstrip Reflectarray Antenna with Minkowski Shape Radiating Element,” *Prog. Electromagn. Res. B.*, vol. 24, pp. 317–331, **2010**.
- [79] A. Wahid, M. K. A. Rahim, F. Zubir, S. H. S. Ariffin, and S. K. S. Yusof, “Dual Layer Minkowski Radiating Shape for Reflectarray Antenna Design,” **2010**. [Online]. Available: <http://ap-s.ei.tuat.ac.jp/isapx/2010/pdf/173.pdf>.
- [80] A. Wahid, M. K. A. Rahim, and F. Zubir, “Analysis of dual layer unit cell with minkowski radiating shape for reflectarray antenna on different substrate properties,” in *2010 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics, APACE 2010 - Proceedings*, **2010**, pp. 1–5.
- [81] D. Oloumi, S. Ebadi, A. Kordzadeh, A. Semnani, P. Mousavi, and X. Gong, “Miniaturized reflectarray unit cell using fractal-shaped patch-slot configuration,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 10–13, **2012**.
- [82] S. Costanzo and F. Venneri, “Miniaturized fractal reflectarray element using fixed-size patch,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1437–1440, **2014**.
- [83] S. Costanzo and F. Venneri, “Fractal shaped reflectarray element for wide angle scanning capabilities,” in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, **2013**, pp. 1554–1555.
- [84] S. Costanzo and F. Venneri, “Fractal reflectarray for wide-angle fixed-beam applications,” in *8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014*, **2014**, pp. 1619–1620.
- [85] A. Bello Shallah, F. Zubir, M. K. A. Rahim, and O. Ayop, “Microstrip reflectarray using second iteration Minkowski-like radiating element,” in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, **2017**, pp. 176–179.
- [86] D. Kim and I. Y. Park, “A Miniaturized Reflectarray Antenna for Scanned Beam Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 3, pp. 960–967, Mar. **2016**.
- [87] S.-B. Cho, E.-S. Jo, and D. Kim, “A novel method to reduce physical dimensions of reflectarray antennas using near-field feeding,” in *2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*, **2016**, pp. 1296–1298.
- [88] F. J. Harackiewicz, “Electromagnetic radiation and scattering from microstrip antennas on anisotropic substrates,” University of Massachusetts, Amherst, **1990**.

- [89] D. G. Shively and M. D. Deshpande, "Scattering From Arbitrarily Shaped Microstrip Patch Antennas Scattering From Arbitrarily Shaped Microstrip Patch Antennas," Dec. **1992**.
- [90] C. Wan and J. A. Encinar, "Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 43, no. 11, pp. 1233–1242, **1995**.
- [91] C. A. Serrano, "Study and design of novel reflectarray configuration for space applications," Technical University of Cartagena, **2015**.
- [92] A. Ishimura, *Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering*. **1991**.
- [93] Ö. Özgün and M. Kuzuoğlu, *MATLAB®-based Finite Element Programming in Electromagnetic Modeling*. CRC Press, Taylor & Francis Group, 6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300, Boca Raton, FL 33487-2742, **2018**.
- [94] J. Huang, "Design Aspects of the Microstrip reflectarray," in *2006 12th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and Canadian Radio Sciences Conference*, **2006**.
- [95] P. Lam, Shung-Wu Lee, D. Chang, and K. Lang, "Directivity optimization of a reflector antenna with cluster feeds: A closed-form solution," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 33, no. 11, pp. 1163–1174, Nov. **1985**.
- [96] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, and Y. Rahmat-Samii, "Aperture efficiency analysis of reflectarray antennas," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 2, pp. 364–372, Feb. **2010**.
- [97] W. L. Strutzman, and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. Wiley, **2012**.
- [98] O. G. Vendik and M. Parnes, "A phase shifter with one tunable component for a reflectarray antenna," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 50, no. 4, pp. 53–65, Aug. **2008**.
- [99] S. V. Hum and B. Du, "Equivalent Circuit Modeling for Reflectarrays Using Floquet Modal Expansion," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 3, pp. 1131–1140, Mar. **2017**.
- [100] M. Y. Ismail and M. Inam, "Equivalent Circuit Modelling of Active Reflectarray Antenna," *World Acad. Sci. Eng. Technol. Int. J. Electron. Commun. Eng.*, vol. 10, no. 6, **2016**.
- [101] Y. Pan, "Analysis and Design of Reflectarray Antennas for Radar System Applications," University of Oklahoma, **2014**.
- [102] I. A. Balfour, "Simulation of a Phased-Array Antenna in Waveguide," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-13, no. 3, pp. 342–353, May **1965**.
- [103] N. Lenin and P. H. Rao, "Evaluation of the reflected phase of a patch using waveguide simulator for reflectarray design," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 45, no. 6, pp. 528–531, Jun. **2005**.
- [104] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering, 2nd Edition*. IEEE Press, **2001**.
- [105] P. Y. Qin, Y. J. Guo, and A. R. Weily, "Broadband reflectarray antenna using subwavelength elements based on double square meander-line rings," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 1, pp. 378–383, Jan. **2016**.



- [106] Chen-To Tai and C. Pereira, "An approximate formula for calculating the directivity of an antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 24, no. 2, pp. 235–236, Mar. 1976.



# ÖZGEÇMİŞ

## Kimlik Bilgileri

Adı soyadı : Ender ÖZTÜRK  
Doğum Yeri : Adana  
Medeni Hali : Evli  
E-posta : [ender.ozturk@hacettepe.edu.tr](mailto:ender.ozturk@hacettepe.edu.tr)  
Adresi : Dilek Sk. 8/10 Altındağ/ANKARA

## Eğitim

Lisans : Bilkent Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği  
Yüksek Lisans : Bilkent Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği  
Doktora : Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

## Yabancı Dil Düzeyi

İngilizce İleri Düzey  
İspanyolca Başlangıç  
Almanca Başlangıç

## İş Deneyimi

2005 - 2008 Bilkent Üniversitesi Araştırma Görevlisi  
2008 - BTK Bilişim Uzmanı

## Deneyim Alanları

Elektromanyetik Yansıma ve Saçılma Problemleri, Yansıtıcı Dizi Antenler

## Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

## Tezden Üretilmiş Yayınlar

## Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
YÜKSEK LİSANS/DOKTORA TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih: 10/12/2018

Tez Başlığı / Konusu: .....X-BANTTA MINKOWSKI YANSITICI DİZİ ANTEN ANALİZ VE TASARIMI.....

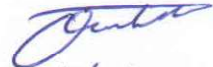
Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 108 sayfalık kısmına ilişkin, 10/12/2018 tarihinde şahsım/~~tez danışmanım~~ tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 1 'dir.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç/dâhil
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orjinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

  
10/12/2018  
Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Ender ÖZTÜRK  
Öğrenci No: N08244649  
Anabilim Dalı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği  
Programı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği-Doktora  
Statüsü:  Y.Lisans  Doktora  Bütünleşik Dr.

**DANIŞMAN ONAYI**

UYGUNDUR.



Prof. Birsen SAKA TANATAR

(Unvan, Ad Soyad, İmza)